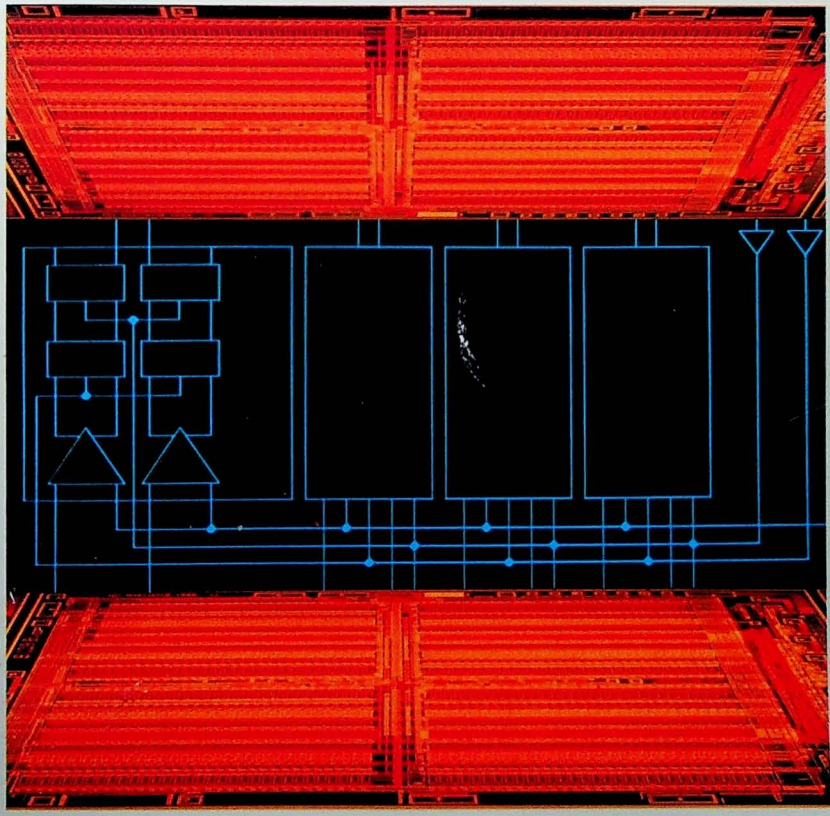
SIEMENS

ICs für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1989/90



SIEMENS

Integrierte Schaltungen für industrielle Anwendungen

Datenbuch 1989/90

Das vorliegende Datenbuch ist in folgende anwendungsspezifische Kapitel gegliedert:

1. **Operationsverstärker**
2. **Schwellenwertschalter, Komparatoren, Stromüberwachungs-ICs**
3. **Schaltnetzteile, Spannungsregler**
4. **Treiber- und Interfaceschaltungen, Pegelumsetzer, Transistorarrays**
5. **Thyristor- und Triacansteuerungen**
6. **A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer, Schnelle Datenakquisition**
7. **Zeitgeberschaltungen**
8. **ICs für professionelle Funkgeräte**
9. **Leistungsoperationsverstärker, Leistungsbrücken, Motorsteuerungen**
10. **Intelligente Leistungsschalter**
11. **ICs für Sensoranwendungen, Lichtsensoren, Hall-ICs, Näherungsschalter**
12. **Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM**
13. **Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher**

Für die langsame störsichere Logik FZ 100 ist ein eigenes Datenbuch verfügbar.

Das vorliegende Datenbuch enthält eine Reihe interessanter neuer ICs. Die wichtigsten sind:

- Schaltnetzteil ICs mit SIPMOS-Treiberausgang TDA 4918, TDA 4919;
- µP-kompatible A/D-Umsetzer SDA 0808, SDA 1808, SDA 0810, SDA 1810
- 6-Bit 300-MHz-A/D-Umsetzer SDA 8200
- Schieberegister für schnelle Datenakquisition SDA 8020
- Leistungsbrücke TLE 4202 B
- Leistungsschalter TLE 4211, 4214
- Speicher, Nichtflüchtige Zähler SAE 81C80B, SAE 81C52/81C54 SDE 2506, 2516, 2526, SLE 4501

Mit dem Erscheinen dieses Datenbuches verliert die Ausgabe 1987/88 ihre Gültigkeit.

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben

Operationsverstärker

Schwellenwertschalter, Komparatoren

Schaltnetzteile, Spannungsregler

Treiber und Interfaceschaltungen
Pegelumsetzer, Transistorarrays

Thyristor- und Triacansteuerungen

A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer,
schnelle Datenakquisition

Zeitgeberschaltungen

Tongeberschaltungen

ICs für professionelle Funkgeräte

Leistungs-OP, -Brücken, -Schalter,
Motoransteuerungen

ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs,
Näherungsschalter, Lichtsensoren

Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM

Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

Infrarot Vorverstärker

Sonstige ICs

Gehäusebauformen, Verpackungsschienen

Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1989/90

Siemens Aktiengesellschaft

Problemlos bestellen mit der SBS Preis- und Lagerliste

Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West).

Im Rahmen der hier vorliegenden Veröffentlichung möchten wir auch auf unseren jährlich neu erscheinenden Katalog „Siemens Bauteile Service" hinweisen. Er umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit den wichtigsten technischen Daten sowie den neuesten Preisen.

Soweit Schwerpunkttypen in der hier vorliegenden Druckschrift enthalten sind, tragen sie das Kennzeichen S oder ◥ und können über den Ihnen nächstgelegenen Siemens Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) bestellt und sofort und problemlos geliefert werden.

Für Kunden im Ausland dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Die derzeit gültige SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG
Infoservice
Postfach 23 48
D-8510 Fürth
☎ (09 11) 30 01-260
Tx 6 23 313
FAX (09 11) 30 01-271
Stichwort „SBS Preis- und Lagerliste".

Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente, Vertrieb, Produkt-Information, Balanstraße 73, D-8000 München 80.

© Siemens AG 1988. Alle Rechte vorbehalten.

Gewähr für die Freiheit von Rechten Dritter leisten wir nur für Bauelemente selbst, nicht für Anwendungen, Verfahren und für die in Bauelementen oder Baugruppen realisierten Schaltungen.

Mit den Angaben werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Anschriftenverzeichnis).

Bauelemente können aufgrund technischer Erfordernisse Gefahrstoffe enthalten. Auskünfte darüber bitten wir unter Angabe des betreffenden Typs ebenfalls über den Vertrieb Bauteile einzuholen.

d 1 2/88

1. Typenübersicht **Seite**

1.1 Typen alphanumerisch geordnet 8
1.2 Typen nach Anwendungen geordnet 14

2. Allgemeine Angaben

2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen 21
2.2 Einbauhinweise 21
2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen 25
2.4 Beschreibung der Datenangaben 29
2.5 Angaben zur Qualität 29
2.6 Logikpegel und Symbole 34
2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern 37

3. Technische Daten 51

4. Gehäusebauformen und Verpackungsschienen 937

5. Siemens in Ihrer Nähe (Anschriftenverzeichnis) 957

1.1 Typen alphanumerisch geordnet

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
S FZH 211 S	Q67000-H639-S1	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
S FZH 215 S	Q67000-H2431	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
S FZL 4141 D	Q67000-H8436	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
S FZL 4145 D	Q67000-H8437	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
S HKZ 101 S	Q67000-S64	Hall-Magnetgabelschranke	792
S HKZ 101	Q67000-A9001	Hall-Magnetgabelschranke	792
S S 89	Q67000-H1694	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	578
S 1531 G	Q67000-A2063	NF-Verstärker für 1 V	584
■ SAB 0529	Q67000-H2176	Programmierbarer Digitaler Timer	466
■ SAB 0529 G	Q67000-H2952	Programmierbarer Digitaler Timer	466
SAB 0600	Q67000-H1948	Dreiklang-Gong	522
SAB 0601	Q67000-H2312	Einton-Gong	522
SAB 0602	Q67000-H2313	Zweiton-Gong	522
S ▼ SAE 81C52 P	Q67100-H8003	Statisches CMOS-RAM 256x8 Bit NMOS-kompatibel	828
S ▼ SAE 81C52 G	Q67100-H8004	Statisches CMOS-RAM 256x8 Bit NMOS-kompatibel	828
▼ SAE 81C54	Q67100-H8486	CMOS-RAM	836
▼ SAE 81C54 G	Q67100-H8487	CMOS-RAM	836
▼ SAE 81C80 B	Q67100-H8390	Dual Port RAM	843
▼ SAE 0530	Q67000-H8403	Programmierbarer Langzeit-Timer / 50 Hz	483
▼ SAE 0531	Q67000-H8431	Programmierbarer Langzeit-Timer / 60 Hz	483
▼ SAE 0532	Q67000-H8404	Langzeit-Timer 50/60 Hz	500
▼ SAE 0532 G	Q67000-H8432	Langzeit-Timer 50/60 Hz	500
SAE 0700	Q67000-A2445	Signalton-Generator	530
S ■ SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	790
▼ SDA 0808 A	Q67100-A8128	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	400
▼ SDA 0808 B	Q67100-A8129	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	400

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung
SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
▼SDA 0808 N	Q67100-H8206	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	400
SDA 0810 A	Q67100-A8310	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
SDA 0810 B	Q67100-A8144	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
▼SDA 0810 N	Q67100-A8207	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
▼SDA 1808 N	Q67000-A8254	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer	400
▼ SDA 1810 N	Q67100-A8230	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
SDA 5200 N	Q67000-A2242	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 5200 S	Q67000-A2243	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 5200 AN	Q67000-A8231	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 5200 AS	Q67000-A8232	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 6020	Q67000-Y584	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	354
SDA 8005	Q67000-A2262	8-bit/7 ns-Digital/Analog-Umsetzer	430
SDA 8010	Q67000-A2566	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	387
SDA 8200	Q67000-A8164	6-bit-300 MHz-Analog/Digital-Umsetzer	369
▼SDA 8020 N	Q67000-A8127	DASR-Datenerfassungs-Schieberegister	439
▼SDE 2506	Q67100-H8441	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM	884
▼SDE 2506 K	Q67000-H8473	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM	884
▼SDE 2516	Q67100-H8442	Nichtflüchtiger Speicher mit I²C-Bus-Schnittstelle	895
▼SDE 2526	Q67100-H8443	Nichtflüchtiger Speicher mit I²C-Bus-Schnittstelle	903
▼SLB 0586	Q67100-H8605	Dimmer-IC	338
▼SLE 4501	Q67000-H8377	Nichtflüchtiger Sicherheitszähler	866
▼SLE 4502	Q67100-H8378	Vorteiler für Sicherheitszähler	877
▼SLE 4520	Q67100-H8271	Pulsweitenmodulator	716
SLE 43215 P/ SH/100	Q67120-C154	Heizungsregler	927

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
S TAA 762 A	Q67000-A2271	Operationsverstärker	53
TAA 762 G	Q67000-A2273	Operationsverstärker	53
S TAA 765 A	Q67000-A524	Operationsverstärker	53
S TAA 765 G	Q67000-A599-G403	Operationsverstärker	53
S TAA 2762 A	Q67000-A2499	Zweifachoperationsverstärker	91
S TAA 2765 A	Q67000-A1031	Zweifachoperationsverstärker	91
S TAA 4762 A	Q67000-A2502	Vierfachoperationsverstärker	113
S TAA 4765 A	Q67000-A1033	Vierfachoperationsverstärker	113
S TAE 1453 A	Q67000-A2017	PNP-Operationsverstärker	71
S TAE 1453 G	Q67000-A2106	PNP-Operationsverstärker	71
S TAE 2453 A	Q67000-A2107	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
S TAE 2453 G	Q67000-A2108	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
S TAE 4453 A	Q67000-A2109	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123
S TAE 4453 G	Q67000-A2152	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123
S TAF 1453 A	Q67000-A2269	PNP-Operationsverstärker	71
S TAF 1453 G	Q67000-A2209	PNP-Operationsverstärker	71
S TAF 2453 A	Q67000-A2210	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
TAF 2453 G	Q67000-A2211	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
S TAF 4453 A	Q67000-A2212	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123
TAF 4453 G	Q67000-A2213	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123
TBA 221 B	Q67000-A281	Operationsverstärker	81
TBA 222 B	Q67000-A2280	Operationsverstärker	81
TBA 222 B S1	Q67000-A8057	Operationsverstärker	81
S TBB 042 G	Q67000-A8059	Mischer	540
TBB 200	Q67100-H8215	PLL-Frequenzsynthesizer	545
S TBB 200 G	Q67100-H8216	PLL-Frequenzsynthesizer	545
▼ TBB 202	Q67000-H8217	Dual-Modulus-Teiler	564
▼ TBB 202 G	Q67000-H8218	Dual-Modulus-Teiler	564
▼ TBB 302	Q67000-R263	Schottky-Diodenmatrix	571
▼ TBB 303	Q67000-R264	Schottky-Diodenmatrix	571
▼ TBB 304	Q67000-R266	Schottky-Diodenmatrix	571
S TBB 0741 G	Q67000-A1498	Operationsverstärker	81
TBB 0742 G	Q67000-A2395-G403	Operationsverstärker	81
S TBB 1458 B	Q67000-A1036	Zweifachoperationsverstärker	108
S TBB 1458 G	Q67000-A1458	Zweifachoperationsverstärker	108

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung
SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
S TBC 2332 B	Q67000-A2500	Zweifachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	95
S TBC 4332 A	Q67000-A2503	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
S TBE 2335 B	Q67000-A1165	Zweifachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	95
TBE 4335 A	Q67000-A1167	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
S TCA 105	Q67000-A527	Schwellenwertschalter	134
S TCA 105 B	Q67000-A587	Schwellenwertschalter	134
S TCA 105 G	Q67000-A988	Schwellenwertschalter	134
S ■ TCA 205 A	Q67000-A1034	Näherungsschalter	799
■ TCA 205 K	Q67000-A8275	Näherungsschalter	799
S TCA 305 A	Q67000-A2291	Näherungsschalter	804
S TCA 305 G	Q67000-A2305	Näherungsschalter	804
▼ TCA 305 K	Q67000-A2293	Näherungsschalter	804
S TCA 312 A	Q67000-A2048	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
TCA 312 G	Q67000-A2509	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
S TCA 315 A	Q67000-A561	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
S TCA 315 G	Q67000-A1005	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
S TCA 322 A	Q67000-A2501	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 322 G	Q67000-A2508	Komparator TTL-kompatibel	141
S TCA 325 A	Q67000-A562	Komparator TTL-kompatibel	141
S TCA 325 G	Q67000-A1012	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 332 A	Q67000-A2272	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
TCA 332 G	Q67000-A2270	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
TCA 335 A	Q67000-A563	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
TCA 335 G	Q67000-A1018-G403	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
S TCA 345 A	Q67000-A564	Schwellenwertschalter	154
TCA 355 B	Q67000-A2443	Näherungsschalter	804
S TCA 355 G	Q67000-A2444	Näherungsschalter	804

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung
SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
S TCA 365	Q67000-A1875	Leistungsoperationsverstärker	590
S ▼ TCA 365 B	Q67000-A8189	Leistungsoperationsverstärker	598
TCA 365 H	Q67000-A2145	Leistungsoperationsverstärker	590
S TCA 671	Q67000-T1	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 671 G	Q67000-A2366	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 785	Q67000-A2321	Phasenanschnittsteuerung	304
S TCA 871	Q67000-T2	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 871 G	Q67000-A2367	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
TCA 955	Q67000-A983	Drehzahlregler	727
TCA 955 K	Q67000-A983-K	Drehzahlregler	727
S TCA 965	Q67000-A982	Fensterdiskriminator	158
S TCA 971	Q67000-T11	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 971 G	Q67000-A8075	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 991	Q67000-T12	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S TCA 991 G	Q67000-A8076	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
S ▼ TCA 1365 B	Q67000-A8190	Leistungsoperationsverstärker	610
▼ TCA 1560 B	Q67000-A8208	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
▼ TCA 1561 B	Q67000-A8209	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
S TCA 2365	Q67000-A1876	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	622
TCA 2365 A	Q67000-A8017	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	622
▼ TCA 2465	Q67000-A8109	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	632
▼ TCA 2465 A	Q67000-A8110	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	644
TDA 4700	Q67000-Y595	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
S TDA 4700 A	Q67000-Y594	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
S TDA 4714 A	Q67000-Y864	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
S TDA 4714 B	Q67000-Y869	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
S TDA 4716 A	Q67000-Y865	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
S TDA 4716 B	Q67000-Y870	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
S TDA 4718	Q67000-Y638	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
S TDA 4718 A	Q67000-Y639	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
S TDA 4814 A	Q67000-A8163	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	232

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung
SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
▼TDA 4918 A	Q67000-A8021	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4918 G	Q67000-A8142	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4919 A	Q67000-A8143	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4919 G	Q67000-A8018	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDE 4060	Q67000-A8134	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4060 G	Q67000-A8135	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4061	Q67000-A8136	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4061 G	Q67000-A8137	IR-Vorverstärker	913
S TFA 1001 W	Q67000-A1357	Fotodiode mit Verstärker	813
S TLE 3101	Q67000-A2337	Phasenanschnittsteuerung	321
S TLE 3102	Q67000-A2338	Phasenanschnittsteuerung	321
S TLE 3103	Q67000-A2339	Phasenanschnittsteuerung	321
S TLE 3104	Q67000-A2340	Phasenanschnittsteuerung	321
TLE 4201 A1	Q67000-A8080	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	658
TLE 4201 S1	Q67000-A2285	Leistungsbrücke für Motorsteteuerung	658
▼TLE 4202	Q67000-A8007	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	667
▼TLE 4202 B	Q67000-A8225	2-A-Motorbrücke	677
▼TLE 4204	Q67000-A8182	3-A-Motorbrücke	687
▼TLE 4211	Q67000-A8118	Intelligenter Doppel-N-Schalter	736
▼TLE 4214	Q67000-A8183	Intelligenter Doppel-N-Schalter 2x0,5 A	746
▼TLE 4258	Q67000-A8238	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	261
▼TLE 4260	Q67000-A8187	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	271
▼TLE 4901 F	Q67000-A2518	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	761
▼TLE 4901 K	Q67000-A2399	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	761
S ▼TLE 4902 F	Q67000-A8048	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	769
▼TLE 4903 F	Q67000-A8047	Integrierter Hall-Schalter für unipolares magnetisches Feld	776
▼TLE 4910 K	Q67000-A2398	Integrierte Hall-Schaltung mit analogem Ausgang	783
▼TLE 4951	Q67000-A8266	Stromüberwachungs-IC	169
▼TLE 4951 G	Q67000-A8267	Stromüberwachungs-IC	169

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung
SMD = Surface Device

1.2 Typen nach Anwendungen geordnet

		Seite
Operationsverstärker		
Produktübersicht		51
Einfachoperationsverstärker		
TAA 762 A; G	Operationsverstärker	53
TAA 765 A; G	Operationsverstärker	53
TCA 332 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
TCA 335 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
TAE 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker	71
TAF 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker	71
TBA 221 B	Operationsverstärker	81
TBA 222 B; B S1	Operationsverstärker	81
TBB 0741 G	Operationsverstärker	81
TBB 0742 G	Operationsverstärker	81
Zweifachoperationsverstärker		
TAA 2762 A	Zweifachoperationsverstärker	91
TAA 2765 A	Zweifachoperationsverstärker	91
TBC 2332 B	Zweifach-OP mit Darlington-Eingang	95
TBE 2335 B	Zweifach-OP mit Darlington-Eingang	95
TAE 2453 A; G	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
TAF 2453 A; G	Zweifach-PNP-Operationsverstärker	101
TBB 1458 B; G	Zweifachoperationsverstärker	108
Vierfachoperationsverstärker		
TAA 4762 A	Vierfachoperationsverstärker	113
TAA 4765 A	Vierfachoperationsverstärker	113
TBC 4332 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
TBE 4335 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
TAE 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123
TAF 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	123

Schwellenwertschalter, Komparatoren, Stromüberwachungs-IC		Seite
Produktübersicht		133
TCA 105; B; G	Schwellenwertschalter	134
TCA 312 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
TCA 315 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
TCA 322 A; G	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 325 A; G	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 345 A	Schwellenwertschalter	154
TCA 965	Fensterdiskriminator	158
TLE 4951; G	Stromüberwachungs-IC	169

Schaltnetzteile, Spannungsregler		
Produktübersicht		181
TDA 4700; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
TDA 4718; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
TDA 4716 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
TDA 4714 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
TDA 4814 A	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	232
TDA 4918 A; G	Schaltnetzteil IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
TDA 4919 A; G	Schaltnetzteil IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
TLE 4258	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	261
TLE 4260	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	271

Treiber- und Interfaceschaltungen, Pegelumsetzer, Transistorarrays		
Produktübersicht		283
FZL 4144 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
FZL 4145 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
FZH 211 S, FZH 215 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
TCA 671; G, TCA 871; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
TCA 971; G; TCA 991; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295

Thyristor- und Triacansteuerungen		Seite
Produktübersicht		303
TCA 785	Phasenanschnittsteuerung	304
TLE 3101	Phasenanschnittsteuerung	321
TLE 3102	Phasenanschnittsteuerung	321
TLE 3103	Phasenanschnittsteuerung	321
TLE 3104	Phasenanschnittsteuerung	321
SLB 0586	Dimmer-IC	338
A/D-Umsetzer, D/A-Umsetzer, Schnelle Datenakquisition		
Produktübersicht		353
SDA 6020	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 50 MHz	354
SDA 5200 N; S; AN; AS	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 75 MHz	362
SDA 8200	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 300 MHz	369
SDA 8010	8-bit-Analog/Digital-Umsetzer	387
SDA 0808 A; B; N	Mikroprozessor-kompatibler 8-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer	400
SDA 0810 A; B; N	Mikroprozessor-kompatibler 10-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer	405
SDA 1808 N	Mikroprozessor-kompatibler 8-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer	400
SDA 1810 N	Mikroprozessor-kompatibler 10-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer	415
SDA 8005	8-Bit/7 ns-Digital/Analog-Umsetzer	430
SDA 8020 N	DASR-Datenerfassungs-Schieberegister für HSDA-Systeme	439
Zeitgeberschaltungen		
Produktübersicht		465
SAB 0529; G	Programmierbarer Digitaler Timer	466
SAE 0530	Programmierbarer Langzeit-Timer, 50 Hz	483
SAE 0531	Programmierbarer Langzeit-Timer, 60 Hz	483
SAE 0532; G	Langzeit-Timer, 50/60 Hz	500

Tongeberschaltungen		Seite
Produktübersicht		521
SAB 0600	Dreiklang-Gong	522
SAB 0601	Einton-Gong	522
SAB 0602	Zweiton-Gong	522
SAE 0700	Signalton-Generator	530
ICs für professionelle Funkgeräte		
Produktübersicht		539
TBB 042 G	Mischer	540
TBB 200; G	PLL-Frequenzsynthesizer	545
TBB 202; G	Dual-Modulus Teiler	564
TBB 302	Schottky-Diodenmatrix, 8x6	571
TBB 303	Schottky-Diodenmatrix, 7x6	571
TBB 304	Schottky-Diodenmatrix, 4x6	571
S 89	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	578
S 1531 G	NF-Verstärker für 1 V	584
Leistungsoperationsverstärker, Leistungsmotorsteuerung, Spezielle Motorsteuerungen		
Produktübersicht		589
TCA 365; H	Leistungsoperationsverstärker	590
TCA 365 B	Leistungsoperationsverstärker	598
TCA 1365 B	Leistungsoperationsverstärker	610
TCA 2365; A	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	622
TCA 2465	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	632
TCA 2465 A	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	644
TLE 4201 A1; S1	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	658
TLE 4202	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	667
TLE 4202 B	2-A-Motorbrücke	677
TLE 4204	3-A-Motorbrücke	687
TCA 1560 B	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
TCA 1561 B	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
SLE 4520	Pulsweitenmodulator	716
TCA 955; K	Drehzahlregler	727
Intelligente Leistungsschalter		
Produktübersicht		735
TLE 4211	Intelligenter Doppel-N-Schalter	736
TLE 4214	Intelligenter Doppel-N-Schalter 2x0,5 A	746

ICs für Sensoranwendungen, Hall-IC, Näherungsschalter, Lichtsensoren

Produktübersicht		759
TLE 4901 F; K	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	761
TLE 4902 F	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	769
TLE 4903 F	Integrierter Hall-Schalter für unipolares Magnetisches Feld	776
TLE 4910 K	Integrierte Hall-Schaltung mit analogem Ausgang	783
SAS 231 W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	790
HKZ 101; S	Hall-Magnetgabelschranke	792
TCA 205 A; K	Näherungsschalter	798
TCA 305 A; G; K	Näherungsschalter	804
TCA 355 B; G	Näherungsschalter	804
TFA 1001 W	Fotodiode mit Verstärker	813

Spezielle CMOS-SRAM, Dual Port RAM

Produktübersicht		827
SAE 81C52 P; G	Statisches CMOS-RAM 256 x 8 Bit NMOS-kompatibel	828
SAE 81C54; G	CMOS-RAM	836
SAE 81C80 B	Dual Port RAM	843

Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

Produktübersicht		865
SLE 4501; K	Nichtflüchtiger Sicherheitszähler	866
SLE 4502	Vorteiler für Sicherheitszähler	877
SDE 2506; K	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM	884
SDE 2516	Nichtflüchtiger Speicher mit I^2C-Bus-Schnittstelle	895
SDE 2526	Nichtflüchtiger Speicher mit I^2C-Bus-Schnittstelle	903

Infrarotverstärker

TDE 4060; G	IR-Vorverstärker	913
TDE 4061; G	IR-Vorverstärker	913

Sonstige ICs

SLE 43215 P/SH100	Heizungsregler	927

2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen

Für die Typenbezeichnungen der ICs wird das europäische System nach Pro Electron verwendet. Der Bezeichnungsschlüssel ist in der Pro Electron-Broschüre D 15*) Ausgabe 1988 erläutert.

*) Bezugsadresse: Pro Electron
Avenue Louise, 430 (B.12)
B-1050 Bruxelles

2.2 Einbauhinweise

2.2.1 Kunststoff-Gehäuse

Die Anschlüsse der Gehäuse sind um 90° nach unten abgebogen und passen in ein Lochraster von 2,54 mm, Lochkreisdurchmesser 0,7 bis 0,9 mm. Das Maß X ist der entsprechenden Gehäusezeichnung zu entnehmen.

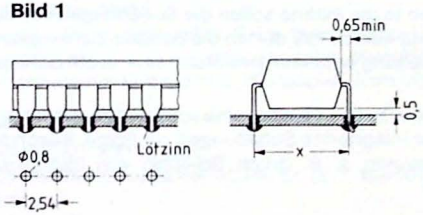
Der Gehäuseboden berührt nach dem Einsetzen die Leiterplatte nicht, weil die Anschlußfahnen kurz vor dem Gehäuse breiter werden **(siehe Bild 1).**

Nach dem Einsetzen des Gehäuses in die Leiterplatte ist es vorteilhaft, zwei Anschlußenden in einem Winkel von ca. 30° zur Leiterplatte abzubiegen, während des Lötvorgangs braucht dann das Gehäuse nicht auf die Leiterplatte gepreßt zu werden.

Kunststoff-Steckgehäuse werden auf der dem Gehäuse abgewandten Plattenseite gelötet.

Die maximal zulässige Löttemperatur beträgt bei Handlötung 350 °C (max. 3 s) und bei Tauchlötung und Schwallötung 260 °C (max. 10 s).

Bild 1



2.2.2 Leistungs-Gehäuse mit 5, 7 und 9 Anschlüssen

Leistungsgehäuse weisen i.A. breitere Anschlüsse auf als unter Punkt 2.2.1 genannt, so daß der erforderliche Lochkreisdurchmesser bei Leiterkarten 1,1 – 1,8 mm beträgt. Bei einem eventuellen Biegen der Anschlüsse darf keine mechanische Beanspruchung zwischen Anschlüssen und Gehäuse auftreten. Der Abstand vom Gehäuse zur Biegestelle ist min. 2 mm.

Löttemperatur siehe unter 2.2.1

2.2.3 Kunststoff-Gehäuse (P-DSO und PL-CC) für die Oberflächenmontage (SMD)

Kolbenlötung:	Löttemperatur 350 °C max. 3 s. Abstand Gehäuse zur Lötstelle 1,5 mm min. Gehäusetemperatur max. 150 °C, keine mechanische Belastung der Anschlüsse zum Gehäuse
Dampfphasenlötung:	Löttemperatur 215 °C, Lötzeit max. 40 s, 2 x. (Vapor Phase Soldering)
Schwallötung:	Löttemperatur 260 °C, Lötzeit max. 8 s. (Anschlüsse und Gehäuse in das Zinnbad getaucht)

2.2.4 Lagerung, Vorbehandlung zur Weiterverarbeitung von ICs in PL-CC-68-Gehäusen

Die Bauelemente sind trocken zu lagern. Bei der Anwendung von Lötverfahren, die zu Hitzeschockbelastungen führen können, (z. B. Dampfphasenlöten) empfiehlt es sich ICs im PL-CC-Gehäuse 24 Stunden einem Trocknungsvorgang bei 125 °C zu unterziehen.

2.2.5 Sonstige Hinweise

Es ist darauf zu achten, daß zwischen Lötbad bzw. Lötkolben und Platine keine Ströme fließen können. Es wird daher empfohlen, die zu lötenden Anschlüsse und das Lötbad bzw. den Lötkolben an Masse zu legen.

Beim Vorbereiten und Einsetzen in die Platine sollen die Schaltungen vor statischer Aufladung geschützt werden. Auf keinen Fall dürfen die Bauteile bei eingeschalteter Betriebsspannung aus der Schaltung entnommen werden bzw. in die Schaltung eingefügt werden.

Die Erhöhung der Chiptemperatur beim Löten hat eine vorübergehend erhöhte elektrostatische Empfindlichkeit der integrierten Schaltungen zur Folge. Besondere Vorsicht ist daher vor Netztransienten, z. B. durch Schalten von Induktivitäten an Magnetrutschen usw. geboten.

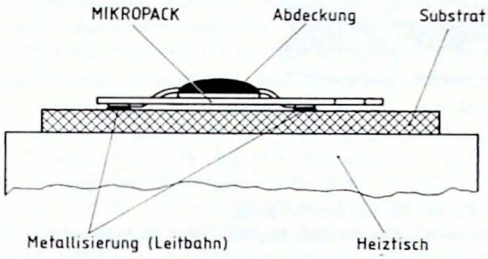
2.2.6 MIKROPACK-Bauform (SMD)

Die Anlieferung der MIKROPACK-Bauformen erfolgt auf Filmrollen.

Einbauvorschläge

a) Wir empfehlen Dampfphasenlötung: Löttemperatur 215 °C, Lötzeit max. 40 s.
b) Für Mustereinbau und kleinere Stückzahlen (bis z. B. 50.0 Stck/J.) ist auch Heiztischlötung **(Bild 3)** anwendbar.

Bild 3



Benötigte Vorrichtungen und Hilfsmittel

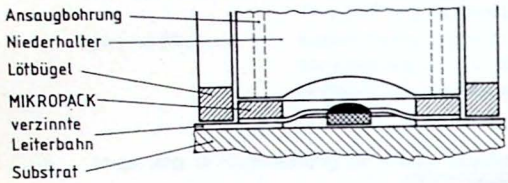
- Schneidevorrichtung
- Heiztisch-, Temp.-geregelt (z. B. Fa. Weld-Equip, Unitek)
- Stereomikroskop (z. B. Fa. Wild, Fa. Zeiss, Vergrößerung 6...40fach)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, Keramik (Dick-Dünnschicht)

Lötdaten

- Löttemperatur: 210 °C max.
- Lötbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z. B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z. B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z. B. Freon TP-35, TE, TF

Bild 4

c) Für größere Stückzahlen (z. B. 50.0 Stck/J.) kommt auch die Bügellötung **(Bild 4)** in Frage.



Benötigte Vorrichtung

- Lötvorrichtung (z. B. Fa. Weld-Equip, Fa. Farco, Fa. Jade)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, flexible Materialien z. B. Polyamid

Lötdaten

- Löttemperatur: 220 °C max.
- Lotbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z. B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z. B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z. B. Freon TP-35, TE, TF

2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen sind **e**lektrostatisch **g**efährdete **B**auelemente (EGB). Die Forderung nach immer größeren Integrationsdichten hat zu immer kleineren Strukturen auf den Halbleiterchips geführt, so daß heute grundsätzlich jede integrierte Schaltung bipolar, MOS und CMOS elektrostatisch geschützt werden muß.

MOS- und CMOS-Schaltungen enthalten meist in den Bausteinen integrierte Schutzschaltungen und sind durch rein statische Elektrizität kaum mehr zerstörbar. Andererseits besteht eine akute Gefährdung durch elektrostatische Entladungen (ESD = **E**lectro**s**tatic **D**ischarge).

Von der Vielzahl möglicher Entladungsquellen sind neben aufgeladenen Personen vor allem aufgeladene Bausteine zu nennen. Bei niederohmigen Entladungen können Spitzenleistungen im kW-Bereich auftreten.

Zum Schutz der Bausteine sind folgende Grundsätze zu beachten:

a) Verringerung der Aufladungsspannung – möglichst unter 220 V.
Wirksame Mittel sind die Erhöhung der relativen Luftfeuchte auf $\geq 60\%$ und das Ersetzen hochaufladbarer Kunststoffe durch antistatische Werkstoffe.

b) Bei jeglicher Berührung der Bausteinanschlüsse ist mit einem Ladungsausgleich zu rechnen. Dieser soll stets hochohmig (ideal $R = 10^6$ bis $10^9\ \Omega$) erfolgen.

Zusammengefaßt heißt dies, daß integrierte Schaltungen eine besondere Handhabung erfordern, da unkontrolliert aufgebrachte Ladungen, Spannungen von nicht geerdeten Geräten oder Personen, Überspannungsspitzen oder andere ähnliche Einflüsse das Bauelement zerstören können. Selbst wenn die Bauelemente Schutzschaltungen (z. B. Schutzdioden) an den Eingängen enthalten, müssen nachfolgende Handhabungsrichtlinien beachtet werden.

2.3.1 Kennzeichnung

Die Verpackung elektrostatisch gefährdeter Bauelemente wird mit folgendem Kennzeichen herstellerseitig versehen:

2.3.2 Geltungsbereich

Diese Richtlinie gilt für Lagerung, Transport, Prüfung und Verarbeitung aller Arten von integrierten Schaltungen, bestückten und gelöteten Leiterplatten, die mit solchen Bauelementen versehen sind.

2.3.3 Handhabung der Bauelemente

1. Integrierte Schaltungen müssen bis zu ihrer Verarbeitung in der Verpackung bleiben.
2. Die Handhabung von integrierten Schaltungen darf nur an speziell eingerichteten Arbeitsplätzen erfolgen. Diese Plätze müssen hochohmig leitende Beläge in der Größenordnung von 10^6 bis $10^9\ \Omega$/cm haben.
3. Bei Luftfeuchten > 50% genügt ein Arbeitsmantel aus reiner Baumwolle. Bei Verwendung von aufladbaren Kunstfasern soll die Kleidung enganliegend getragen werden. Das Handgelenkband muß fest an der Haut anliegen und über einen Ableitwiderstand von 50 kΩ bis 100 kΩ geerdet sein.

4. Sind elektrisch leitende Fußböden $R_E = 5 \times 10^4$ bis 10^7 Ω vorhanden, dann kann durch Verwendung von sog. MOS-Stühlen und Schuhen mit elektr. leitender Sohle ($R_E \approx 10^5$ bis 10^7 Ω) ein weiterer Schutz erzielt werden.
5. Alle Transporteinheiten für elektrostatisch gefährdete Bauelemente und bestückte Leiterplatten müssen zuerst durch Abstellen auf dem Arbeitsplatz bzw. Anfassen durch das beschäftigte Belegschaftsmitglied auf das gleiche Potential gebracht werden, bevor nach den einzelnen MOS-Bauelementen gegriffen wird. Der Potentialausgleich soll über einen Widerstand von 10^6 bis 10^8 Ω erfolgen.
6. Beim Beschicken von Maschinen und Fertigungseinrichtungen ist zu beachten, daß die Bausteine aufgeladen aus der Versandstange kommen und bei metallischer Berührung beispielsweise mit Maschinenteilen Schaden nehmen können.

   Beispiel 1) volumenleitende (schwarze) Schienen.
   Bausteine können durch aufgeladene Personen u.U. in der Schiene zerstört werden,
   oder die Schiene aufgeladen verlassen, wenn diese von einer aufgeladenen Person entleert wird.
   Volumenleitende Schienen dürfen nur an EGB-Arbeitsplätzen (hochohmige Arbeitsplatz- und Personenerdung) gehandhabt werden.

   Beispiel 2) antistatisierte (transparente) Schienen.
   Bausteine können durch aufgeladene Personen in der Schiene nicht zerstört werden (seltene Ausnahme kann es bei kundenspezifischen ICs mit ungeschützten Gate-Anschlüssen geben). Eine Bausteingefährdung ist wie bei 1) beim Entleeren der Schiene gegeben, wenn diese insbesondere bei geringeren Luftfeuchten nach längerer Lagerzeit ($t > 1$ Jahr) nicht mehr genügend antistatisiert ist.

   In beiden Fällen können Schädigungen dadurch vermieden werden, daß die Bausteine über einen geerdeten Adapter aus hochohmigem Material ($\approx 10^6$ bis 10^8 Ω/cm) zwischen Schiene und Maschine entladen werden.

   Von der Verwendung metallischer Schienen – insbesondere aus eloxiertem Alu – wird wegen der Gefahr niederohmiger Bausteinentladungen abgeraten.

2.3.4 Lagerung

Die Einlagerung von EGB nur an bestimmten, gekennzeichneten Lagerplätzen vornehmen.

Im Lager sollen die Bauelemente in der Anlieferverpackung verbleiben. Die Lagertemperatur sollte 60 °C nicht übersteigen.

2.3.5 Transport

EGB in zugelassenen Verpackungsschienen dürfen nur in geeigneten Behältern aus hochohmig leitenden bzw. langzeitantistatisch imprägnierten Kunststoffen evtl. unlackiertem Holz transportiert werden. Behälter aus hochaufladbaren Kunststoffen oder aus sehr niederohmigen Materialien sind gleichermaßen ungeeignet.

Transportwagen und dessen Rollen sollen eine hinreichende elektrische Leitfähigkeit besitzen ($R < 10^6$ Ω). Schleifkontakte und Erdungsketten bieten keine zuverlässige Ladungsableitung.

2.3.6 Eingangsprüfung

Bei Eingangsprüfungen sind die Richtlinien zu beachten. Andernfalls erlischt ein evtl. Rückgaberecht bei Nichtbestehen der Eingangsprüfung.

2.3.7 Betriebsmittel und Montage

1. Antriebsriemen von verarbeitenden Maschinen, soweit sie mit diesen Bauelementen in Berührung kommen (z. B. Biege- und Beschneidemaschinen, Transportbänder), sind mit Antistatikspray (z. B. Antistatikspray 100 der Fa. Kontaktchemie) zu behandeln. Besser ist es, solche Fälle ganz zu vermeiden.
2. Müssen EGB von Hand ein- oder ausgelötet werden, sind nur Lötkolben ohne Thyristorregelung zu verwenden. Gegen Netztransienten haben sich Siemens Funkentstörkondensatoren vom Typ B 81711-A-B31...36 sehr gut bewährt.
3. Mit EGB bestückte und gelötete Leiterplatten sind grundsätzlich als gefährdet zu betrachten.

2.3.8 Elektrische Prüfungen und Anwendungsschaltung

1. Die Bauelemente sind unter Beachtung dieser Richtlinien zu verarbeiten. Vor dem Prüfen der bestückten und gelöteten Leiterplatten sind noch eventuell vorhandene Kurzschlußringe abzunehmen.
2. Prüffassungen bzw. integrierte Schaltungen müssen beim Stecken oder Ziehen von Einzelbauelementen oder bestückten Leiterplatten spannungsfrei sein, wenn in den entsprechenden Werksunterlagen nichts anderes angegeben ist. Es ist sicherzustellen, daß die Prüfgeräte und Stromversorgungen keine Spannungsspitzen erzeugen, weder bei betriebsmäßigem Ein- und Ausschalten noch beim Ausfall der Netzsicherung oder beim Ansprechen anderer Sicherungen.
3. Bei der Stromversorgung bipolarer integrierter Schaltungen ist immer zuerst die negative Spannung ($-U_S$ bzw. Masse) anzuschließen. Eine Unterbrechung dieses Potentials im Betrieb ist in der Regel nicht zulässig.
4. Signalspannungen dürfen an Eingängen der integrierten Schaltungen erst mit oder besser nach dem Einschalten der Versorgungsspannung angelegt werden. Sie müssen mit oder möglichst vor dem Abschalten der Versorgungsspannung abgeschaltet werden.
5. Stromversorgungen von integrierten Schaltungen sind möglichst nahe an den Versorgungsanschlüssen des ICs abzublocken. Bei bipolaren integrierten Schaltungen ist die Verwendung eines induktivitätsarmen Elektrolytkondensators, zumindest jedoch die Parallelschaltung eines Keramikkondensators von z. B. 100 nF bis 470 nF empfehlenswert.

   Bei integrierten Schaltungen mit hohen Ausgangsströmen muß der nötige Wert des Elektrolytkondensators der Prüf- bzw. Anwendungsschaltung angepaßt werden. Zu berücksichtigen sind Einschwingverhalten und dynamischer Ausgangswiderstand der Stromversorgungen, Leitungsinduktivitäten im Versorgungs- und Lastkreis und insbesondere induktive Lasten oder Motoren. Beim Abschalten von Leistungsinduktivitäten oder induktiver Lasten muß die gespeicherte Energie, wenn nicht anders angegeben, extern aufgenommen werden

(z. B. durch einen Elektrolytkondensator, Dioden, Z-Dioden oder die Stromversorgung). Dabei ist auch ein Abschalten der Versorgungsspannung vor dem Zeitpunkt der Lastabschaltung zu beachten.

6. Integrierte Schaltungen mit Tiefpasscharakter der Ausgangsstufen (z. B. PNP-Treiber oder PNP/NPN-Endstufen) benötigen in der Regel eine zusätzliche externe Kompensation am Ausgang. Dies gilt insbesondere bei komplexen Lasten. Bei NF-Leistungsverstärkern wird der Ausgang mit dem Boucherot-Glied kompensiert. Bei Brückenschaltungen genügt im Einzelfall die Überbrückung der Last mit einer Kapazität. Je nach Anwendung ist aber auch hier je ein Kondensator von jedem Ausgang gegen Masse zu empfehlen.
7. Die Hinweise mit den jeweiligen Datenbüchern sind zu beachten.

2.3.9 Verpackung von bestückten Leiterplatten bzw. Flachbaugruppen

Das Verpackungsmaterial soll eine geringe Volumenleitfähigkeit besitzen:
$10^5 \Omega/cm < \varrho < 10^{10} \Omega/cm$.

In den meisten Fällen – insbesondere bei Luftfeuchten > 40% – wird diese Forderung von einfacher Wellpappe erfüllt.

Einen besseren Schutz erzielt man mit Beuteln aus hochohmig leitfähigem Polyäthylenschaum; (z. B. RCAS 1200 von Richmond, Redlands, Californien; Vertreter Deutschland: Arno Marx, 7830 Emmendingen, Postfach 1129).

Grundsätzlich ist darauf zu achten, daß eine Berührung verschiedener Platinen ausgeschlossen wird.

In extremen Sonderfällen kann ein Schutz vor starken elektrischen Feldern notwendig sein, wie sie beispielsweise von Transportbändern erzeugt werden können.

Hierfür wird eine Umhüllung mit Alu-Folie empfohlen, wobei eine direkte Berührung der Folie mit der Platine ausgeschlossen werden muß.

Pappschachteln mit innenliegender Alu-Folie, wie sie zum Versand unserer Bausteine verwendet werden, liefert z. B. Fa. Laber, München.

2.3.10 Ultraschallreinigung integrierter Schaltungen

Nachfolgende Empfehlung gilt für Kunststoffgehäuse. Für Hohlraumgehäuse (Metall und auch Keramik) sind gesonderte Vorschriften zu beachten.

Als Lösungsmittel kommen Freon und Isopropylalkohol (Handelsname Propanol) in Frage. Diese Lösungsmittel sind auch für Kunststoffgehäuse zulässig, da sie das Plastikmaterial nicht angreifen.

Ein Ultraschallbad in Doppel-Halbwellen-Betrieb ist aufgrund der geringen Bauteilebeanspruchung zu empfehlen.

Folgende Ultraschalleinwirkungen sind zulässig:

Schallfrequenz	$f >$ 40 kHz
Einwirkungszeit	$t <$ 2 min
Schallwechseldruck	$p <$ 0,3 atü
Schalleistung	$N <$ 0,5 W/cm²/Liter

2.4 Beschreibung der Datenangaben

Grenzdaten

Die Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann.

Kenndaten

Die Kenndaten umfassen den garantierten Streubereich der Werte, die im angegebenen Betriebsbereich von der integrierten Schaltung eingehalten werden.

Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die fertigungsmäßig erwartet werden. Wenn nicht anders vermerkt, gelten die typischen Kenndaten bei $T_U = 25\,°C$ und angegebener Speisespannung.

Funktionsdaten

Im Funktionsbereich werden die in der Schaltungsbeschreibung angegebenen Funktionen erfüllt.

2.5 Angaben zur Qualität

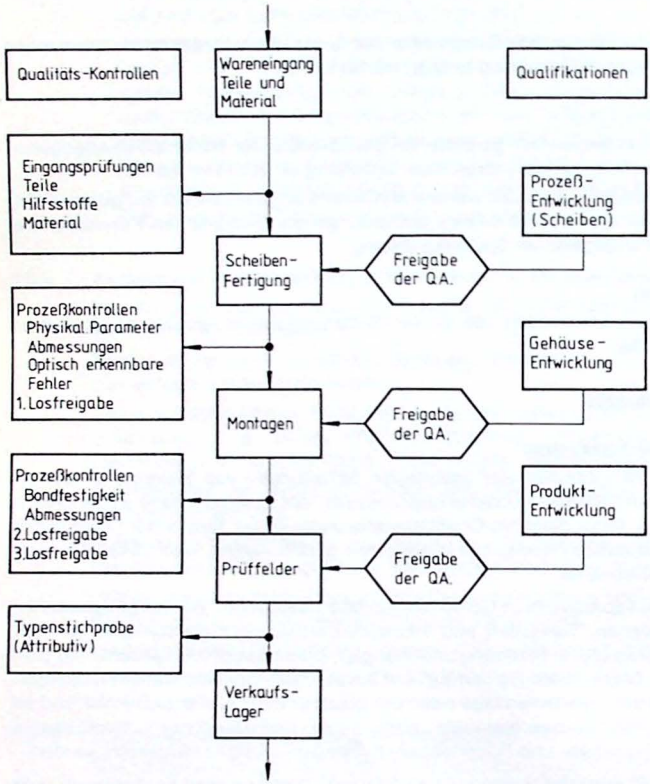
2.5.1 Qualitätssicherungssystem

Der hohe Qualitätsstandard der integrierten Schaltungen von Siemens ist das Ergebnis eines sorgfältigen Herstellungsprozesses, der in jeder Phase systematisch überwacht wird. Dazu dient ein Qualitätssicherungssystem, das in der Druckschrift „SIEMENS Qualitätssicherung bei Integrierten Schaltungen", kurz „SQS-IC", ausführlich beschrieben ist.

Die wichtigsten Aspekte des „SQS-IC" sind in **Bild 1** dargestellt. Für die ausgewählten Kontrollmaßnahmen, Freigaben und Informationsrückkopplungsschleifen ist eine, von der Entwicklung und Fertigung unabhängige Qualitätssicherungsabteilung (QA) verantwortlich. Diese Abteilung verfügt über modernste Prüf- und Meßeinrichtungen, sie arbeitet mit den bewährten Methoden der statistischen Qualitätskontrolle, und sie ist mit Einrichtungen für beschleunigte Lebensdauer- und Umweltkontrolltests ausgestattet, die zu Eignungs- und Routineüberwachungsprüfungen eingesetzt werden.

Zur ständigen Weiterentwicklung von Qualität und Zuverlässigkeit werden modernste Präparationsmethoden und Analysegeräte eingesetzt.

Bild 1


Qualitats-Kontrollen
Wareneingang Teile und Material
Qualifikationen
Eingangsprüfungen Teile Hilfsstoffe Material
Prozeß-Entwicklung (Scheiben)
Scheiben-Fertigung
Freigabe der Q.A.
Prozeßkontrollen Physikal. Parameter Abmessungen Optisch erkennbare Fehler 1. Losfreigabe
Gehäuse-Entwicklung
Montagen
Freigabe der Q.A.
Prozeßkontrollen Bondfestigkeit Abmessungen 2. Losfreigabe 3. Losfreigabe
Produkt-Entwicklung
Prüffelder
Freigabe der Q.A.
Typenstichprobe (Attributiv)
Verkaufs-Lager

2.5.2 Auslieferungsqualität

Jede integrierte Schaltung wird als Abschluß des Fertigungsprozesses einer Endprüfung unterzogen. Da diese Prüfung häufig Hunderttausende von Betriebszuständen, viele statische und dynamische Parameter zu berücksichtigen hat, wird sie von rechnergesteuerten Prüfautomaten durchgeführt. Diese Automaten sind äußerst zuverlässig. Die Qualitätssicherungsabteilung führt schließlich eine losweise Stichprobenprüfung der ICs durch, um so diese minimale Fehlerquote sowie die Herstellungsgrenzqualität (AQL) zu gewährleisten. Die Stichprobenprüfung bedient sich der Stichprobenpläne der DIN 40080 oder der identischen MIL-STD-105 oder IEC 410.

Die Ergebnisse solcher Stichprobenprüfungen, die an vielen Hunderttausenden von ICs im Jahre 1987 durchgeführt wurden, sind in der nachfolgenden Tabelle wiedergegeben. Diese Ergebnisse entsprechen der mittleren Auslieferungsqualität (Average Outgoing Quality, kurz: AOQ) und werden in „**d**efectives **p**er **m**illion" (DPM) angegeben.

	Totalfehler AOQ (DPM)	Summe elektr. Fehler AOQ (DPM)	Summe mech. Fehler AOQ (DPM)
LSI/VLSI ≥ 1000 Gatterfunktionen	90	144	250

2.5.3 Zuverlässigkeit

2.5.3.1 Maßnahmen bei der Entwicklung

Die Zuverlässigkeit der ICs wird bereits während der Entwicklung wesentlich beeinflußt. Deshalb hat Siemens für die Entwicklung der Schaltungen und Layouts Entwurfsregeln festgelegt, die u.a. die minimalen Breiten und Abstände von Leitbahnen auf dem Chip festlegen, die Abmessungen und elektrischen Parameter von Schutzschaltungen gegen elektrostatische Aufladungen angeben, und ähnliches mehr. Ausgefeilte Überprüfungsprogramme, die auf Großrechnern laufen, garantieren eine umgehende Lokalisierung und Behebung unbeabsichtigt eingetretener Verstöße gegen diese Entwurfsregeln.

2.5.3.2 Prozeßkontrolle in der Fertigung

Die Herstellung integrierter Schaltungen umfaßt mehrere hundert Fertigungsschritte. Da jeder Schritt fehlerfrei ausgeführt sein soll, kommt der Prozeßkontrolle eine überragende Bedeutung zu. Manche Prozesse enthalten mehr als hundert Kontrollmaßnahmen. Die Kontrollen sind so angelegt, daß die Stabilität der Prozeßparameter der Fertigungsschritte gesichert ist.

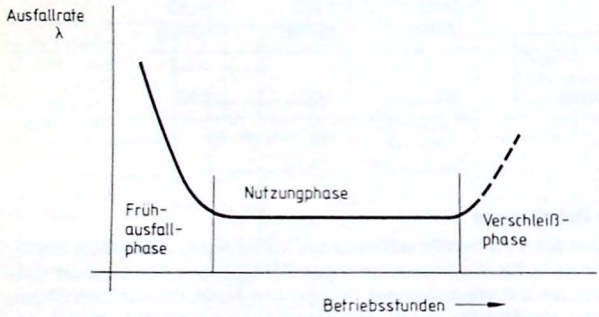
In den ständig sinkenden Ausfallraten zeigen sich die Erfolge dieser Bemühungen; im Laufe der Jahre wurde die Ausfallrate wesentlich reduziert, und dies trotz der erheblich gestiegenen Komplexität der ICs.

Beispielsweise konnte im Jahr 1987 bei beschleunigten Lebensdauertests an etwa 2 Millionen ICs mit verschiedener Komplexität eine durchschnittliche Langzeitausfallrate von etwa 80 Fit abgeschätzt werden.

2.5.3.3 Zuverlässigkeitsüberwachung

Der allgemeine Verlauf der Ausfallrate bei ICs über die Zeit wird durch die sogenannte Badewannenkurve beschrieben **(s. Bild 2).** Die Ausfallrate ist in den ersten Betriebsstunden am höchsten (Frühausfallphase). Nach Abklingen der Frühausfallphase beginnt die „konstante" Ausfallphase, während der Ausfälle in einer nahezu gleichbleibenden Anzahl auftreten können. Diese Phase endet mit einem Wiederanstieg der Kurve während der Verschleißphase. Für integrierte Schaltungen liegt diese Phase in aller Regel weit über der praktischen Betriebszeit der Geräte.

Bild 2



Zuverlässigkeitsuntersuchungen an ICs sind in der Regel zerstörende Untersuchungen. Sie werden daher in Stichproben durchgeführt. Die meisten Ausfallmechanismen laufen bei höheren Temperaturen schneller ab. Auf Grund dieser Temperaturabhängigkeit, kann die zur Simulation späterer Betriebsverhalten geforderte Zeit durch Anwenden höherer Temperaturen verkürzt werden; hierunter versteht man den Lebensdauertest.

Der Beschleunigungsfaktor F im Lebensdauertest errechnet sich aus der Arrheniusschen Gleichung

$$F = \exp\left(\frac{E_A}{k}\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right)$$

wobei T_2 die Temperatur ist, bei welcher der Lebensdauertest durchgeführt wird, T_1 die angenommene Betriebstemperatur und k die Boltzmann-Konstante ist.

Maßgebend für den Faktor F ist die Aktivierungsenergie E_A, die für Ausfallmechanismen sehr unterschiedlich ist und zwischen 0,3 und 1,3 eV liegt.

Für alle Siemens ICs werden Zuverlässigkeitsangaben aus Lebensdauertestuntersuchungen mit einer mittleren Aktivierungsenergie von 0,4 eV auf eine Betriebstemperatur von $T_U = 40\,°C$ umgerechnet. Damit ergibt sich ein Beschleunigungsfaktor für den Lebensdauertest von 24 gegenüber dem Betriebsverhalten. So werden auch Ausfallmechanismen berücksichtigt, die eine geringe Aktivierungsenergie haben, d. h. in geringer Weise durch die Temperaturauswirkung beschleunigt werden.

An Typen von integrierten Schaltungen, die repräsentativ sind für die Fertigungslinien, werden – wie in der „SQS-IC" beschrieben – routinemäßig verschiedene Zuverlässigkeitsprüfungen durchgeführt. Solche Prüfungen sind u. a. Feuchtklima-Tests bei 85 °C und 85% Feuchte, Dampfdruck-Test, sowie Lebensdauerprüfungen bis 1000 Stunden und mehr. Die Untersuchungsergebnisse liegen in Form zusammenfassender Berichte vor.

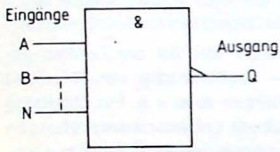
2.6 Logikpegel und Symbole
nach DIN 40900, Teil 12

Logikpegel

Für digitale Mikroschaltungen werden die zwei möglichen Bereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet. Dabei liegen die Werte des L-Bereichs näher bei $-\infty$ und die Werte des H-Bereichs näher bei $+\infty$. Entsprechend gelten die Indizes A für die Angabe des oberen Wertes (näher bei $+\infty$) und B für die untere Grenze (näher bei $-\infty$).

Schaltzeichen

NAND-Element

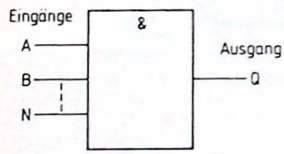


Funktionstabelle für ein NAND-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Logische Funktion: $Q = \overline{A \wedge B \ldots \wedge N}$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und . . . und N auf H-Signal liegen.

UND-Element

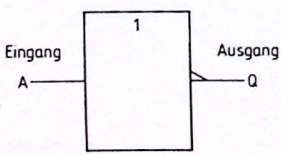


Funktionstabelle für ein UND-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

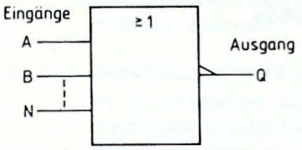
Logische Funktion: $Q = A \wedge B \ldots \wedge N$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und . . . und N auf H-Signal liegen.

Inverter



Logische Funktion: $Q = \overline{A}$

NOR-Element

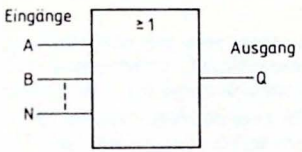


Funktionstabelle für ein NOR-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge A	B	Ausgang Q
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Logische Funktion: $Q = \overline{A \vee B \vee \ldots \vee N}$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und . . . und N auf L-Signal liegen.

ODER-Element

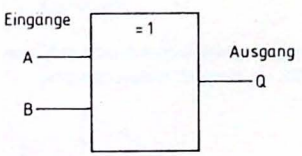


Funktionstabelle für ein ODER-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge A	B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

Logische Funktion: $Q = A \vee B \vee \ldots \vee N$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und . . . und N auf L-Signal liegen.

Exklusiv-ODER-Element

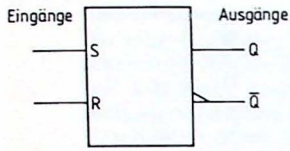


Funktionstabelle für ein Exklusiv-ODER-Element mit zwei Eingängen.

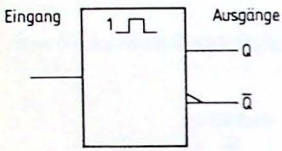
Eingänge A	B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Logische Funktion: $Q = (A \wedge \overline{B}) \wedge (\overline{A} \wedge B)$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn entweder nur A oder nur B auf H-Signal liegen.

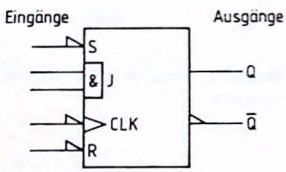
Symbole für Bistabile Schaltungen



Bistabile Schaltung (Flipflop)



Monostabile Schaltung (Monoflop)



J1, J2 und K sind Informationseingänge
J1 und J2 sind UND-verknüpft
J- und K-Eingänge werden vom CLK-Eingang (Takt) gesteuert
S und R sind direkt wirkende Eingänge (Setzen, Rücksetzen)

2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern

Integrierte Operationsverstärker sind Gleichspannungsverstärker mit einem sehr breiten Anwendungsfeld in der Regelungstechnik, der industriellen Elektronik sowie in der NF-Technik.

2.7.1 Schaltzeichen und Bezeichnungen

Im Schaltzeichen „Operationsverstärker" werden nur Eingangs- und Ausgangsanschlüsse gezeichnet. **Bild 1** zeigt das verwendete Schaltzeichen, wobei Anschluß 1 den „invertierenden Eingang", Anschluß 2 den „nicht invertierenden Eingang" und Anschluß 3 den Ausgang kennzeichnet. Dabei hat ein positives Signal an 1 ein negatives Signal an 3 zur Folge.

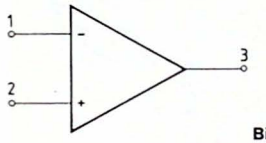


Bild 1

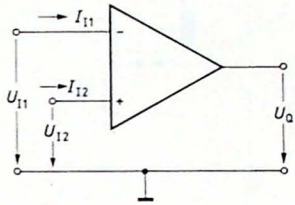


Bild 2

Die Definition der wichtigsten Bezeichnungen, die einen Operationsverstärker im allgemeinen ausreichend charakterisieren, sind im folgenden zusammengestellt. Alle Angaben beziehen sich auf symmetrische Versorgungsspannungen.

a) Eingangs-Null-Spannung (Eingangs-Offset-Spannung) U_{I0} ist diejenige Spannungsdifferenz, die an den Eingängen angelegt werden muß, damit der Ausgang auf 0 V liegt **(Bild 2).**

$U_{I0} = U_{I1} - U_{I2}$ bei $U_Q = 0$ und Generatorwiderstand $R_G = 50\ \Omega$.

b) I_I ist der mittlere statische Eingangsstrom, der für die Funktion des OP notwendig ist **(Bild 2).**

$$I_I = \frac{I_{I1} + I_{I2}}{2}$$

c) Eingangs-Null-Strom (Eingangs-Offset-Strom) I_{IOS} ist die Differenz der Eingangsströme im Arbeitsbereich. Er kann bei hohem Generatorwiderstand störend wirken **(Bild 2).**

d) Leerlauf (-Spannungs) Verstärkung V_{U0} ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung **(Bild 3).**

$$V_{U0} = \frac{U_Q}{U_I}$$

e) Gleichtaktverstärkung V gibt die Verstärkung eines an beiden Eingängen gleichphasig eingespeisten Signals an **(Bild 4).**

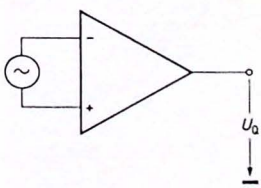


Bild 3

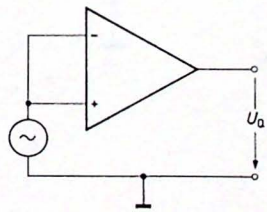
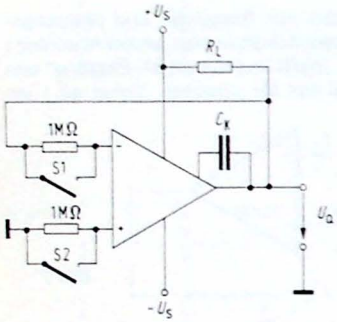


Bild 4

2.7.2 Prüfschaltungen für Operationsverstärker

Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

$$I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

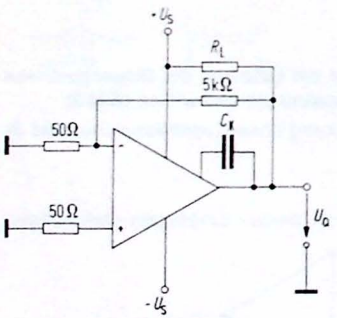
S2 offen – S1 geschlossen:

$$I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

S1 + S2 offen:

$$I_{IO} \approx \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

Eingangsnullspannung

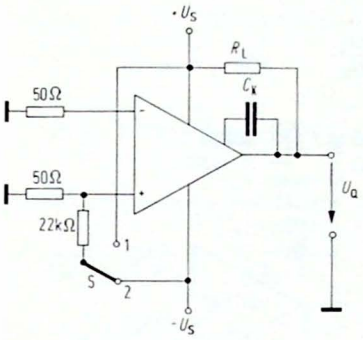


$$-U_{IO} = U_{QO}/V_{UO}$$

$$V_{UO} = 100$$

$$-U_{IO} = \frac{U_{QO}}{100}$$

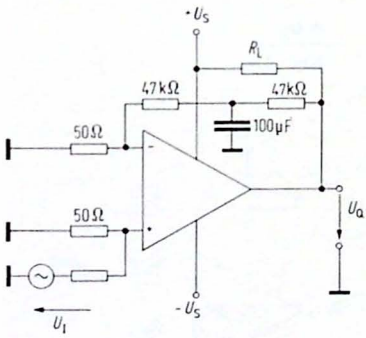
Ausgangsspannung, Aussteuerfähigkeit



S in Stellung 1: $U_Q = U_{QL}$

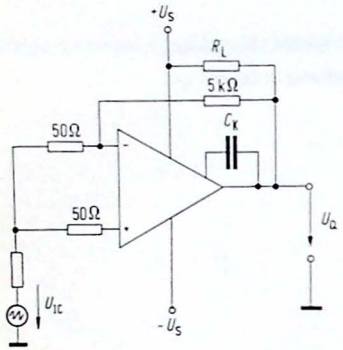
S in Stellung 2: $U_Q = U_{Q0}$

Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz



$$V_{U0} = 20 \lg \frac{U_Q}{U_I} \text{ [dB]}$$

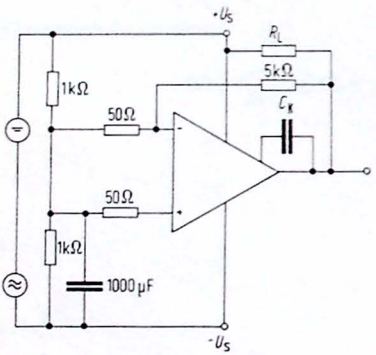
Gleichtaktunterdrückung



$$V_{UC} = \frac{\Delta U_Q}{\Delta U_{IC}}$$

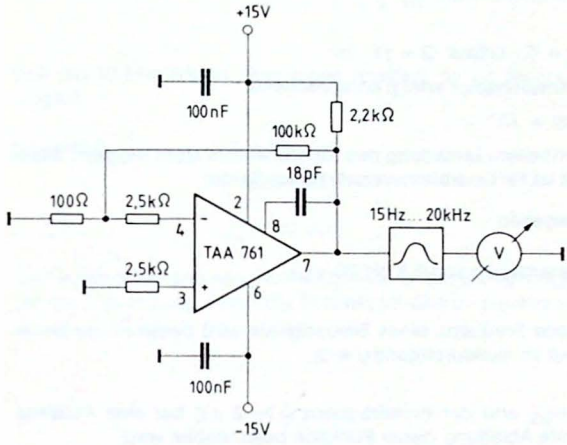
$$k_{CMR} = 20\ \text{lg}\ \frac{V_{UO}}{V_{UC}}\ \text{[dB]}$$

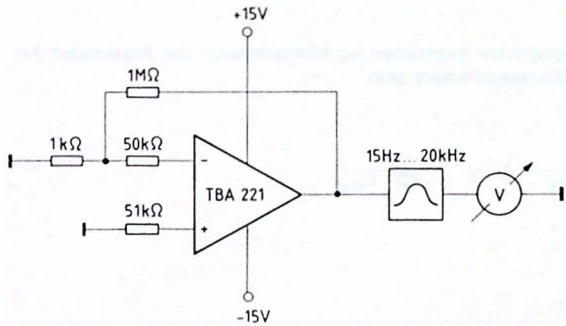
Betriebsspannungsunterdrückung



$$\frac{\Delta U_{IO}}{\Delta U_S} = \frac{\Delta U_Q}{100 \cdot \Delta U_S}$$

Rauschspannung nach DIN 45 405
Psophometer U 2033 (Fa. Siemens)
Stellung: Geräuschspannung, Bewertung Spitze/Null





Zusammenhang von max. Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate S) und Sinus-Aussteuerbarkeit bei höheren Frequenzen (Leistungsbandbreite f_p)

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit eines Operationsverstärkers wird durch die Umladung eines Kondensators in der Schaltung bestimmt.

Für einen Kondensator gilt:

die Ladung $Q = C \cdot U$ bzw. $Q = \int I \cdot dt$

Die Änderung der Spannung am Kondensator erfolgt entsprechend:

$$\Delta U/\Delta t \approx du/dt = I/C$$

Bei gegebenem Strom ist eine schnellere Umladung des Kondensators nicht möglich. Diese maximale Umladegeschwindigkeit ist für Operationsverstärker als Faktor

S in V/µs angegeben.

Übliche Werte liegen in der Größenordnung von 0,3 bis 20 V/µs.

Die maximal unverzerrt übertragene Frequenz eines Sinussignals wird bestimmt durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit im Nulldurchgang ($t = 0$).

Das Sinussignal der Amplitude U_{QS} und der Kreisfrequenz ω ($= 2\,\pi f$) hat eine Anstiegsgeschwindigkeit, die durch die erste Ableitung dieser Funktion beschrieben wird:

Signal: $U_q = U_{QS} \cdot \sin(\omega t)$
erste Ableitung: $duq/dt = U_{QS} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)$

für $t = 0$: $\cos(\omega t) = 1$
daher: $duq/dt_{max} = U_{QS} \cdot \omega \cdot 1 = U_{QS} \cdot 2\,\pi f$

Dieser Wert muß für eine verzerrungsfreie Aussteuerung kleiner/gleich der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers sein.

$$S \geq U_{QS} \cdot 2\,\pi f$$

daraus folgt:

$$f_p = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{QS}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot U_{Qeff}}$$

$$U_{Qeff} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f_p}$$

Beispiel 1:

$S = 0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}$ ($\triangleq$ 500 000 V/s)

$U_{Qeff} = 10\ \text{V}$

$$f_p = \frac{500000}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 10} = 5{,}62\ \text{kHz}$$

Soll ein 10-kHz-Signal übertragen werden, so ist dies verzerrungsfrei bis effektiv 5,62 V möglich.

Beispiel 2:

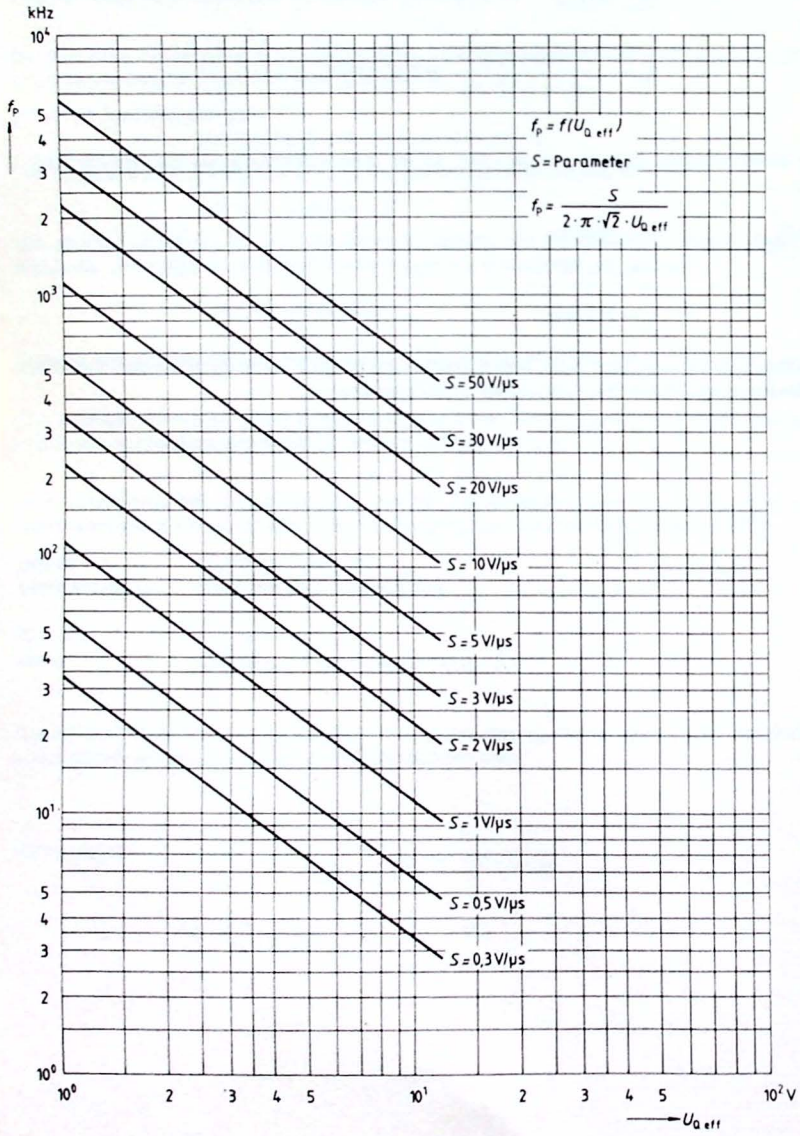
$S = 10\ \text{V}/\mu\text{s}$

$U_{Qeff} = 10\ \text{V}$

$f_p = 112\ \text{kHz}$

Die Bandbreite kann natürlich nicht (wie lt. Rechnung möglich) unendlich werden. Zusätzlich gilt die Begrenzung durch die Kleinsignal-Grenzfrequenz (f_T).

Slewrate und Leistungsbandbreite



Hinweise für den Einsatz integrierter Operationsverstärker

Bei fast allen integrierten OPs sind Schutzmaßnahmen realisiert, um eine gewisse Stör- und Zerstörsicherheit zu erreichen.

Dennoch kann es bei gleichzeitigem Erreichen mehrerer Grenzbedingungen (max. Ausgangsströme, max. T_U, Kurzschlüsse etc.) zu Fehlfunktionen oder Ausfällen kommen.

Das gilt ebenfalls, wenn die Ausgänge stark induktiv und kapazitiv belastet sind, denn induktive Lasten erzeugen Rückschlagspannungen und kapazitive Lasten >1 nF extreme Stromspitzen.

Große kapazitive Lasten ($\geq$ 100 pF) können bei OPs mit hohen Anstiegsgeschwindigkeiten und hohen Ausgangsströmen (z. B. TAE 2453/4453) zu Stabilitätsproblemen führen.

Es sind hierfür allgemein 2 Abhilfemaßnahmen bekannt:

- Begrenzung der Ausgangsspitzenströme **(Bild 1, 3, 4)**
- Stärkere – oder zusätzliche Frequenzkompensation **(Bild 2)**

Dieses Problem wird auch dann entschärft, wenn man vermeidet, den Ausgang hart in die Sättigung zu steuern, d. h. Ruhearbeitspunkteinstellung in der Mitte des Aussteuerbereiches, analoges Ausgangssignal kleiner als der mögliche Aussteuerbereich.

Der Minimalwert für die Frequenzkompensationskapazität ist im Datenbuch angegeben für

Generatorwiderstände	$>10\ k\Omega$
Streukapazitäten	<5 pF auf den Summierpunkt
Lasten	<100 pF

In Fällen, die davon abweichen, kann es erforderlich sein, eine stärkere Frequenzkompensation zu verwenden und/oder eine Vorwärtskompensation von Eingang zu Ausgang (siehe auch TAA 762 Meßschaltung 2 und **Bild 1**).

Für Präzisionsanwendungen bzw. Betrieb im Leerlauf empfehlen wir auf der Druckplatine beide Eingänge mit einem Schirmschutzring zu umgeben, sowie die Leitungen zu den Eingängen mit geschirmter Litze auszuführen.

Eine solche Schirmung empfielt sich ebenfalls bei Anwendungen mit kleinen Eingangsströmen (bzw. äußerst hohem Gegenkopplungswiderstand). Sie verhindert parasitäre Ströme auf der Druckplatine, die z. B. durch unsaubere Oberflächen zustande kommen können.

Bild 1

Verbesserung der Stabilität bei großen kapazitiven Lasten ≥100 pF durch Begrenzung der Spitzenströme mit *R*

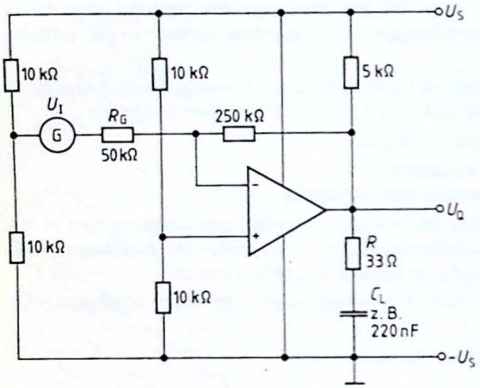


Bild 2

Kompensation am Eingang mit ca. 220 Ω und 10 nF, wenn kein Kompensationspunkt am OP verfügbar ist, z. B. bei Verstärkung 1, Integratoren und hohen kapazitiven Lasten.

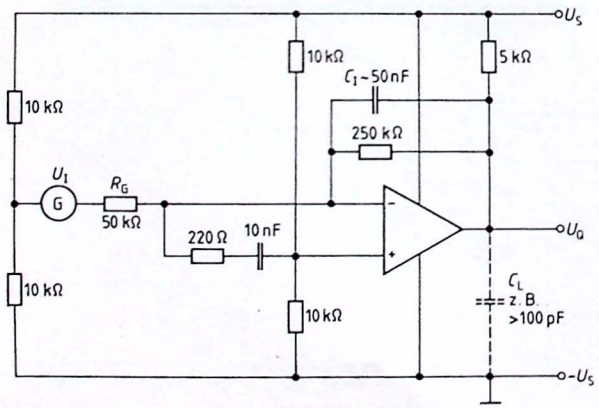
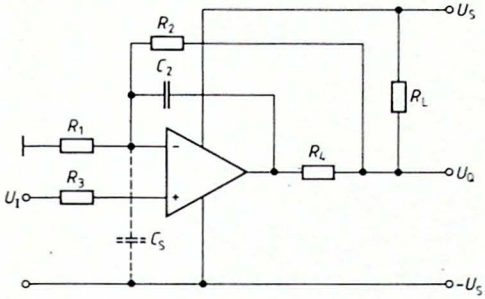


Bild 3

Schutz der Eingänge und Ausgänge und Kompensation der Streukapazität C_S



Verstärkung

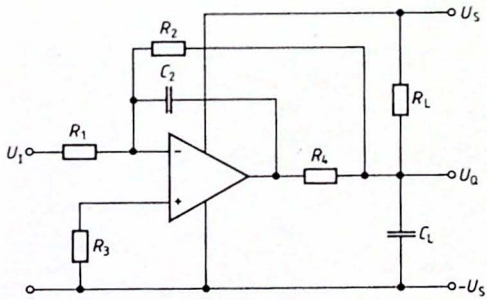
$$V = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Kompensation

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} \; C_S$$

Bild 4

Beschaltung bei großen kapazitiven Lasten



Verstärkung

$$V = \frac{R_2}{R_1}$$

R_3: Schutz für Eingang
R_4: Schutz für Ausgang
R_L: Kollektorwiderstand (bei OPs mit offenem Kollektorausgang immer erforderlich)

Operationsverstärker

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15$ V, $T_U = 25$ °C		
		Speise-spannung U_S V	Betriebs-temperatur T_U °C	Ausgangs-strom I_Q mA max.	Eingangs-null-spannung ($R_G = 50\ \Omega$) U_{IO} mV min./max.	Eingangs-strom I_I µA typ.	Slew-Rate ($R_L = 2$ kΩ) S V/µs typ.
Einfach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAA 762 A	P-DIP-6	±1,5 bis ±18	–55 bis 125	70	±4	0,3	18
TAA 762 G	P-DSO-6*)	±1,5 bis ±18	–55 bis 125	70	±4	0,3	18
TAA 765 A	P-DIP-6	±1,5 bis ±18	–25 bis 85	70	±5,5	0,5	18
TAA 765 G	P-DSO-6*)	±1,5 bis ±18	–25 bis 85	70	±5,5	0,5	18
Zweifach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAA 2762 A	P-DIP-8	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±4	0,3	0,5
TAA 2765 A	P-DIP-8	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±5,5	0,5	0,5
Vierfach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAA 4762 A	P-DIP-14	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±4	0,3	0,5
TAA 4765 A	P-DIP-14	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±5,5	0,5	0,5
Einfach-OP mit Darlington-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TCA 332 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10	5	9
TCA 332 G	P-DSO-6*)	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10	5	9
TCA 335 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15	5	9
TCA 335 G	P-DSO-6*)	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15	5	9
Zweifach-OP mit Darlington-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TBC 2332 B	P-DIP-8	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10	5	0,5
TBE 2335 B	P-DIP-8	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15	5	0,5
Vierfach-OP mit Darlington Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TBC 4332 A	P-DIP-14	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10	5	0,5
TBE 4335 A	P-DIP-14	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15	5	0,5

*) ähnlich

SMD = Surface Mounted Device

Produktübersicht (Fortsetzung)

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15$ V, $T_U = 25$ °C		
		Speise-spannung U_S V	Betriebs-temperatur T_U °C	Ausgangs-strom I_Q mA max.	Eingangs-null-spannung ($R_G = 50\,\Omega$) U_{IO} mV min./max.	Eingangs-strom I_I µA typ.	Slew-Rate ($R_L = 2\,k\Omega$) S V/µs typ.
Einfach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAE 1453 A	P-DIP-6	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	20
TAE 1453 G	P-DSO-6*)	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	20
TAF 1453 A	P-DIP-6	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	20
TAF 1453 G	P-DSO-6*)	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	20
Zweifach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAE 2453 A	P-DIP-8	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	1
TAE 2453 G	P-DSO-8*)	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	1
TAF 2453 A	P-DIP-8	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	1
TAF 2453 G	P-DSO-8*)	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	1
Vierfach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang							
TAE 4453 A	P-DIP-14	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	1
TAE 4453 G	P-DSO-14	±1,0 bis ±18	-25 bis 85	100	±5,5	0,04	1
TAF 4453 A	P-DIP-14	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	1
TAF 4453 G	P-DSO-14	±1,0 bis ±18	-55 bis 125	100	±4	0,04	1
Einfach-OP mit Genetaktausgang							
TBA 221 B	P-DIP-6	±4 bis ±18	0 bis 70	±20	±6	0,08	0,5
TBA 222 B/S1	P-DIP-8	±4 bis ±22	-55 bis 125	±20	±4	0,08	0,5
TBB 0741 G	P-DSO-8*)	±4 bis ±18	0 bis 70	±20	±6	0,08	0,5
TBB 0742 G	P-DSO-8*)	±4 bis ±22	-55 bis 125	±20	±4	0,08	0,5
Zweifach-OP mit Gegentaktausgang							
TBB 1458 B	P-DIP-8	±4 bis ±18	0 bis 70	±18	±6	0,08	0,5
TBB 1458 G	P-DSO-8*)	±4 bis ±18	0 bis 70	±18	±6	0,08	0,5

*) ähnlich

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TAA 762 A	Q67000-A2271	P-DIP-6	–
TAA 762 G	Q67000-A2273	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	weiß/gelb
TAA 765 A	Q67000-A524	P-DIP-6	–
TAA 765 G	Q67000-A599-G403	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	gelb/gelb

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

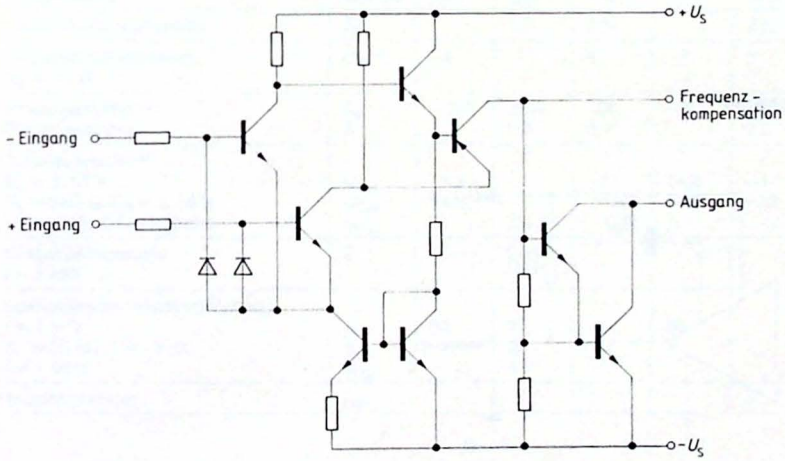
Eigenschaften

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Temperaturbereich (TAA 762)
- Hoher Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Offener Kollektorausgang

Anwendungen

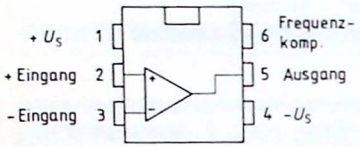
- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

Schaltbild

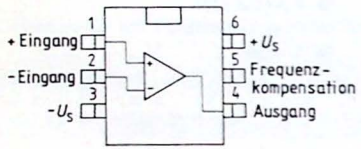


Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

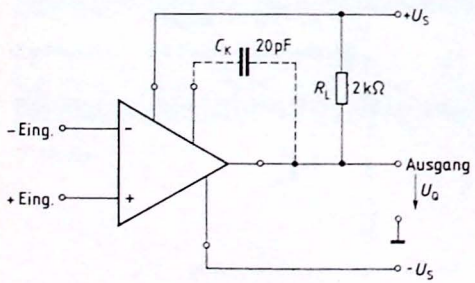
TAA 762 G
TAA 765 G



TAA 762 G
TAA 765 G



Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation; R_L = Kollektorwiderstand

Grenzdaten

Bezeichnung		Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_O	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TAA 762 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
	TAA 762 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,5 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25$ °C			T_U −55 bis 125 °C		
Bezeichnung	**Symbol**	**min.**	**typ.**	**max.**	**min.**	**max.**	**Einheit**
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{IO}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−100	± 59	100	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	µA
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
$R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	U_{Qss}		± 10				V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
$f = 1$ kHz	V_{U0}	85	87		80		dB
$R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz	V_{U0}		92				dB
$f = 1$ MHz	V_{U0}		43				dB
Ausgangsstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangs-gleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_2-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtakt-unterdrückung	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_a im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_a im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Rauschspannung (nach DIN 45405: auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V; $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−70		70	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Bezeichnung		Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TAA 765 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
	TAA 765 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,5 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	± 80	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	µA
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
$R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	U_{Qss}		± 10				V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
$f = 1$ kHz	V_{U0}	80	85		80		dB
$R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz	V_{U0}		90				dB
$f = 1$ MHz	V_{U0}		43				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

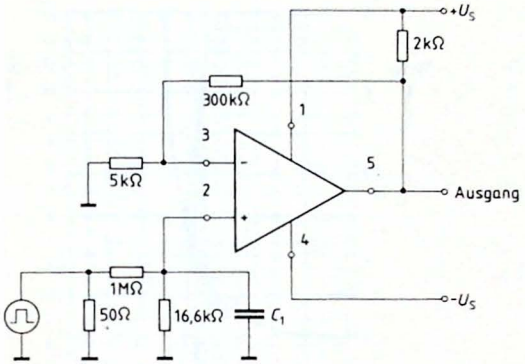
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Eingangs-gleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtakt-unterdrückung	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speiespannungs-unterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 30$ Ω	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−150		150	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	75			75		dB

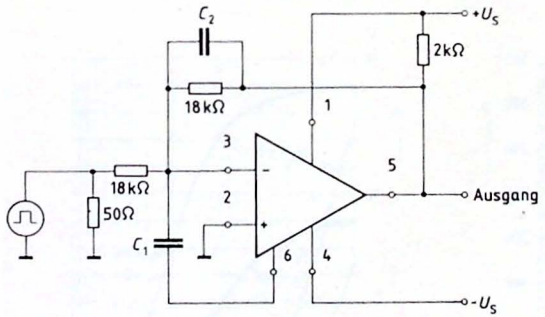
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Meßschaltung 1 für Anstiegsgeschwindigkeit (nicht invertierender Betrieb)



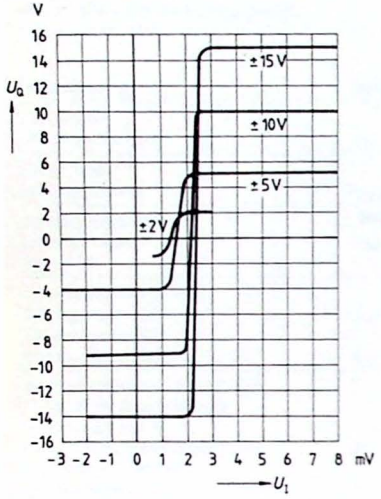
C_1 für min. Überschwingungen (ca. 22 pF)

Meßschaltung 2 für Anstiegsgeschwindigkeit (invertierender Betrieb)

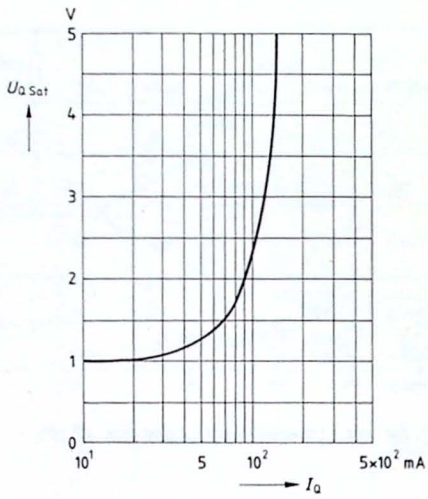


C_2 bewirkt eine frequenzabhängige Kompensation zur Verkleinerung der Anstiegszeiten (ca. 390 pF)
C_1 für min. Überschwingungen (ca. 3,9 pF)

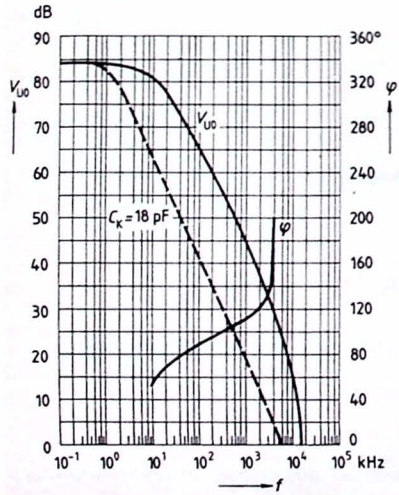
Transferkennlinie $U_Q = f(U_I)$
U_S = Parameter, $R_L = 2\ k\Omega$



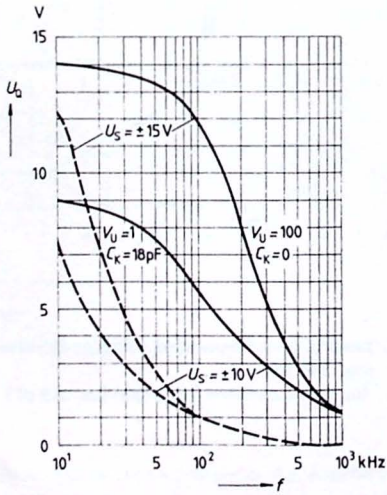
Sättigungsspannung $U_{QSat} = f(I_Q)$
$T_U = 25\ °C$



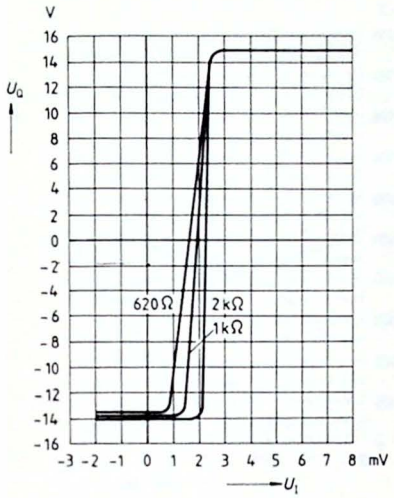
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$;
Phasengang der Leerlaufverstärkung
$\varphi = f(f)$
$U_S = \pm 15\ V$; $R_L = 2\ k\Omega$



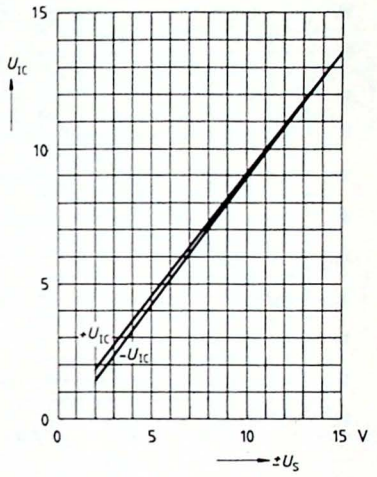
Frequenzabhängigkeit der Großsignalaussteuerung $U_Q = f(f)$



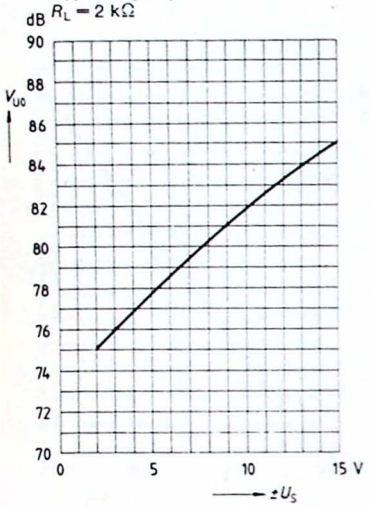
Transferkennlinie $U_Q = f(U_I)$
$U_S = \pm 15$ V, R_L = Parameter



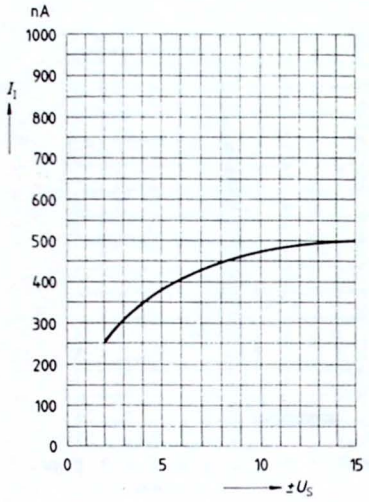
Gleichtaktbereich $U_{IC} = f(U_S)$



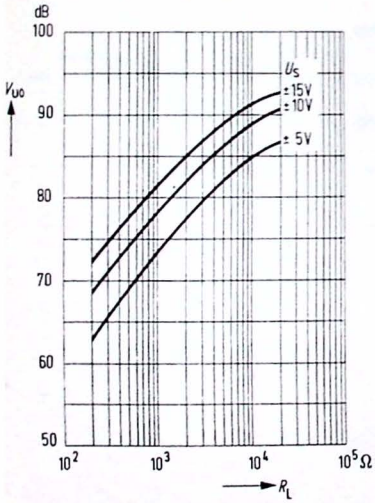
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(U_S)$; $T_U = 25\,°C$
$R_L = 2\,k\Omega$



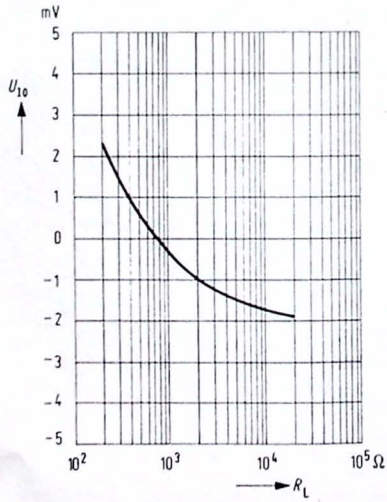
Eingangsstrom $I_I = f(U_S)$



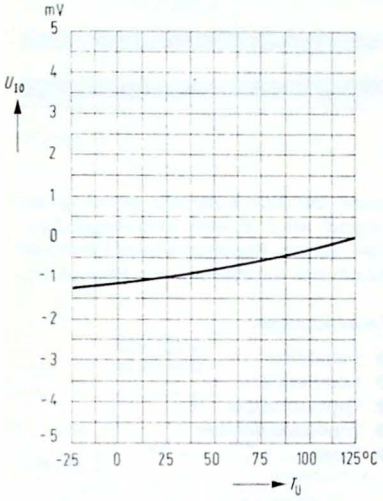
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(R_L)$; $T_U = 25\,°C$



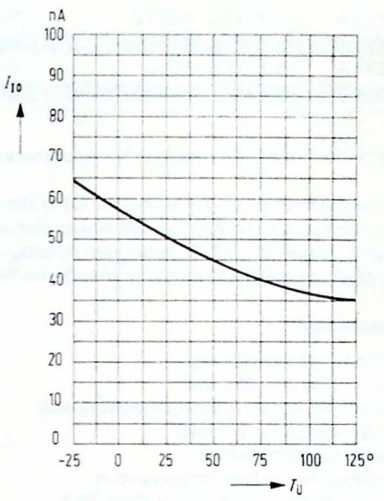
Eingangsnullspannung
$U_{I0} = f(R_L)$; $U_S = \pm 15$ V



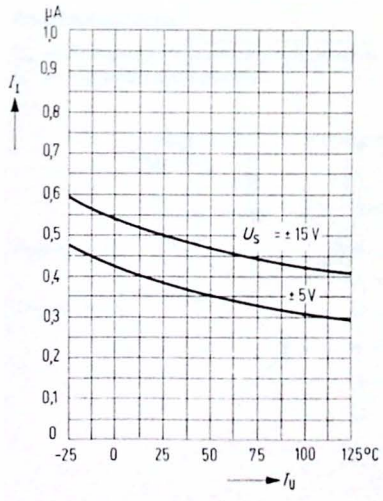
Eingangsnullspannung $U_{IO} = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



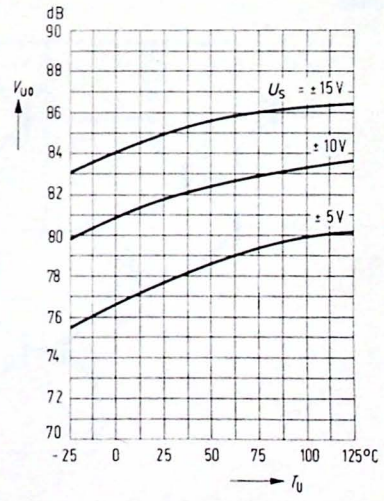
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$



Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{UO} = f(T_U)$; $R_L = 2\ k\Omega$; $f = 1\ kHz$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TCA 332 A	Q67000-A2272	P-DIP-6	–
TCA 332 G	Q67000-A2270	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	orange/gelb
S TCA 335 A	Q67000-A563	P-DIP-6	–
S TCA 335 G	Q67000-A1018-G403	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	blau/gelb

TCA 315, TCA 325 siehe **Kapitel Komparatoren**

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

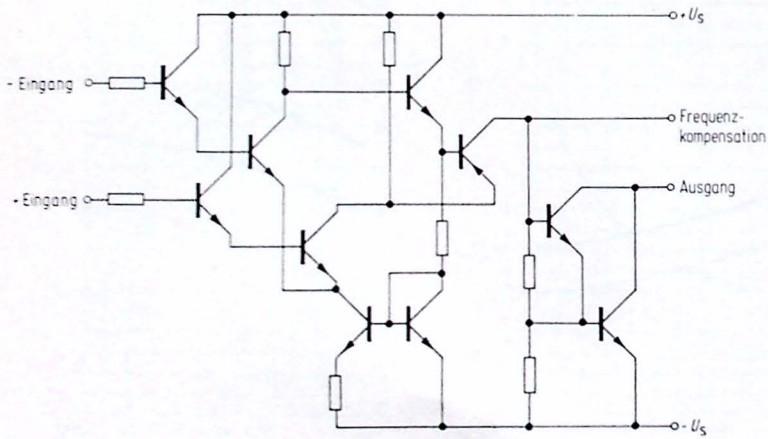
Eigenschaften

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Großer Temperaturbereich (TCA 332)
- NPN-Darlington-Eingang
- Offener Kollektorausgang

Anwendungen

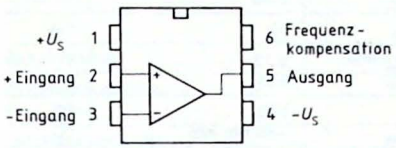
- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Schaltbild

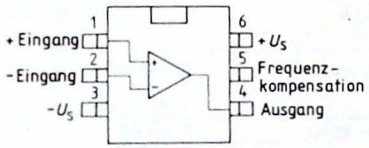


Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

TCA 332 A
TCA 335 A

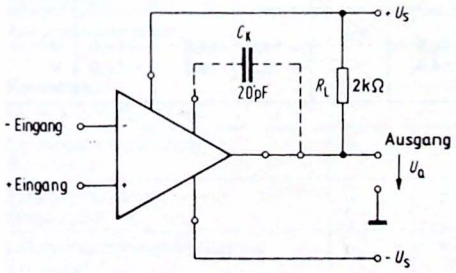


TCA 332 G
TCA 335 G



Anschlußschema

C_K = Ausgangsfrequenzkompensation,
R_L = Kollektorwiderstand



Grenzdaten

Bezeichnung		Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: U_S = 13 bis 15 V		U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: U_S = 2 bis 13 V		U_{ID}	± U_S	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TCA 332 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
	TCA 332 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V
R_L = 2 kΩ, wenn nicht anders angegeben

		T_U = 25 °C			T_U = −55 bis 125 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung R_G = 50 Ω	U_{IO}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Eingangsstrom U_{ID} = ± 13 V	I_I			200			nA
Aussteuerbarkeit							
U_S = ± 15 V	U_{Qss}	14,9		−14,0	14,8	−14,0	V
R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12,0	V
U_S = ± 15 V, f = 100 kHz	U_{Qss}		± 10				V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R_L = 2$ kΩ, wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ °C bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	 V_{U0} V_{U0} V_{U0}	 80	 83 88 43	 	 75	 	 dB dB dB
Eingangs-gleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2$ kΩ	k_{CMR}	75	80		70		dB
Betriebsspannungs-unterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0} α_{II0}		12 50	50		50	µV/K pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1) Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S S		9 18				V/µs V/µs
Ausgangssättigungs-spannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: U_S = 13 bis 15 V	U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: U_S = 2 bis 13 V	U_{ID}	± U_S	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 335 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
TCA 335 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V
R_L = 2 kΩ; wenn nicht anders angegeben

		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung R_G = 50 Ω	U_{IO}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Eingangsstrom U_{ID} = ± 13 V	I_I			200			nA
Aussteuerbarkeit							
U_S = ± 15 V	U_{Qss}	14,9		−14,0	14,8	−14,0	V
R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12,0	V
U_S = ± 15 V, f = 100 kHz	U_{Qss}		± 10				V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

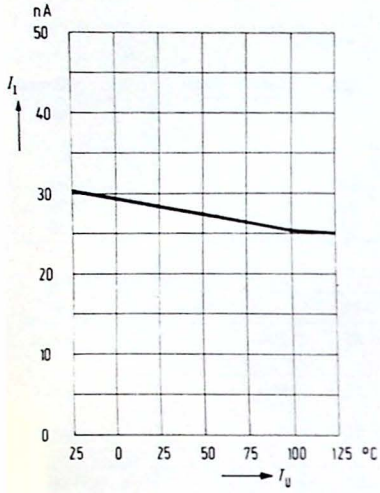
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	V_{U0} V_{U0} V_{U0}	75	80 85 43		75		dB dB dB
Eingangs- gleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	70	78		70		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0} α_{II0}		12 50	50		50	µV/K pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1) Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S S		9 18				V/µs V/µs
Aussättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

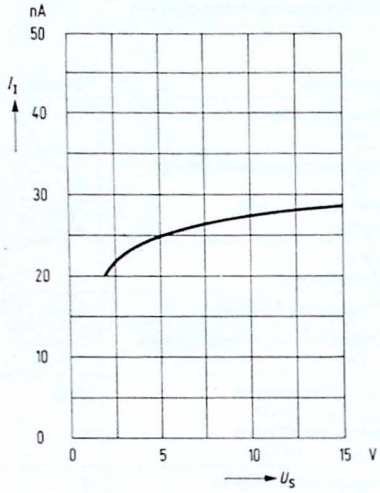
Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

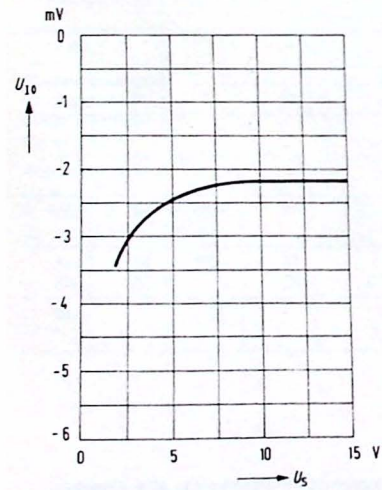
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$R_L = 2\,k\Omega$



Eingangsstrom $I_I = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R_L = 2\,k\Omega$



Eingangsnullspannung $U_{IO} = f(U_S)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TAE 1453 A	Q67000-A2017	P-DIP-6	–
S TAE 1453 G	Q67000-A2106	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	blau/weiß
S TAF 1453 A	Q67000-A2269	P-DIP-6	–
TAF 1453 G	Q67000-A2209	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	rot/rot

Die Operationsverstärker sind universell einsetzbare Schaltkreise mit einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Sie bestehen, abgesehen von nur einem Widerstand, ausschließlich aus aktiven Bauelementen. Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

Eigenschaften

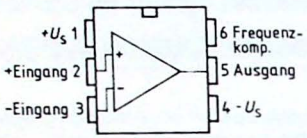
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Stromaufnahme, typ. 0,25 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangsstättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 1453A, TAF 1453G)
- Anschlußgleich zu TAA 765

Anwendungen

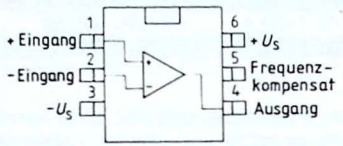
- Verstärker
- Pegelwandler
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

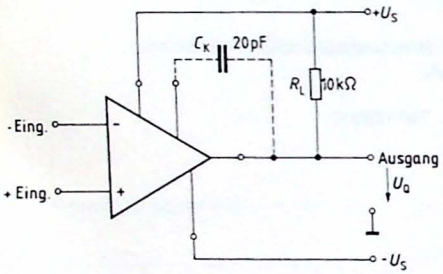
TAE 1453 A,
TAF 1453 A



TAE 1453 G,
TAF 1453 G

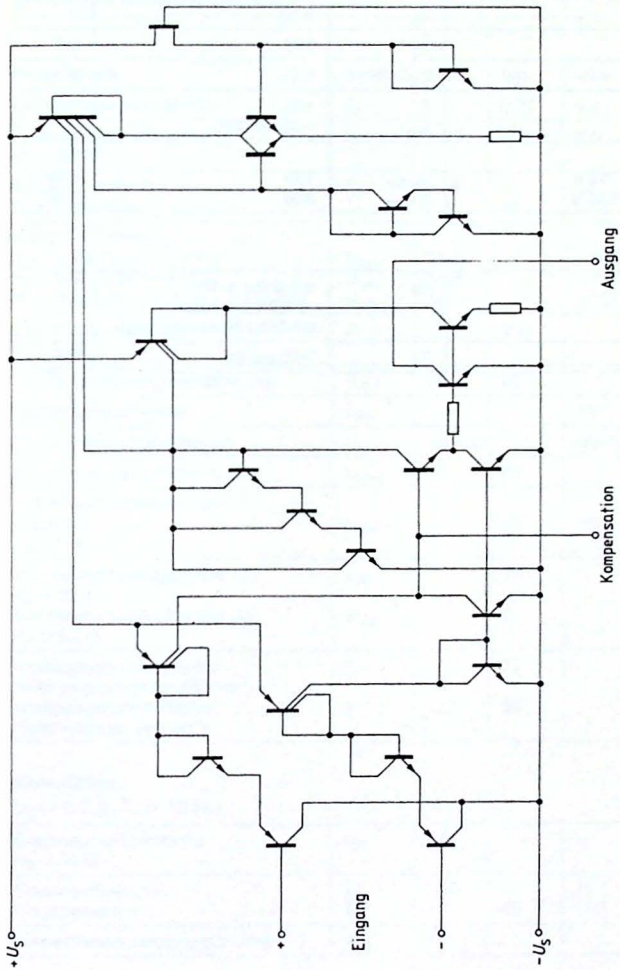


Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation (falls erforderlich);
R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAE 1453 A	$R_{th\ SU}$	135	K/W
TAE 1453 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (±0,9 V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		0,25	0,4		0,45	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{IO}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−15	 40	15 150	−100	100 200	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	 U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9 10		 −14,7 −14,5 −10	 14,9 14,9	 −14,7 −14,4	 V V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	78	85		78		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S$–0,2		U_S–1,8	$-U_S$	U_S–2,0	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		120	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{IO} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient der U_{IO} $R_G = 50\ \Omega$	α_{IIO} α_{UIO}		0,1 6				nA/K µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		20 30				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 10$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{IO}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−15	 40	15 150	−100	100 200	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**

Grenzdaten

Bezeichnung		Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TAF 1543 A	$R_{th\ SU}$	135	K/W
	TAF 1453 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (±0,9 V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R_L = 10$ kΩ, wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme (Ausgang im H-Zustand)	I_S		0,25	0,35		0,45	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit							
$R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,9	−14,7	V
$R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,9	−14,4	V
$R_L = 2$ kΩ, $U_S = 15$ V, $f = 100$ kHz	U_{Qss}	10		−10			V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S$−0,3		U_S−1,5	$-U_S$	U_S−1,8	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_{U0} = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{II0}		0,1	0,8			nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6	25			µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/µs

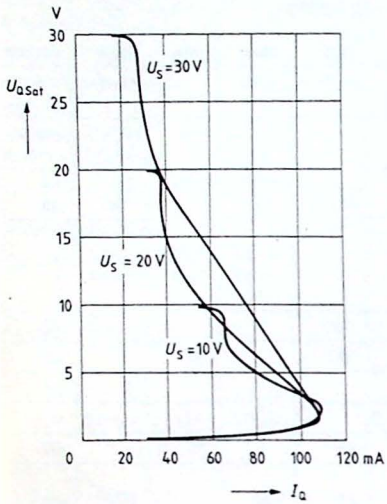
Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 10$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		50	10	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	75			70		dB

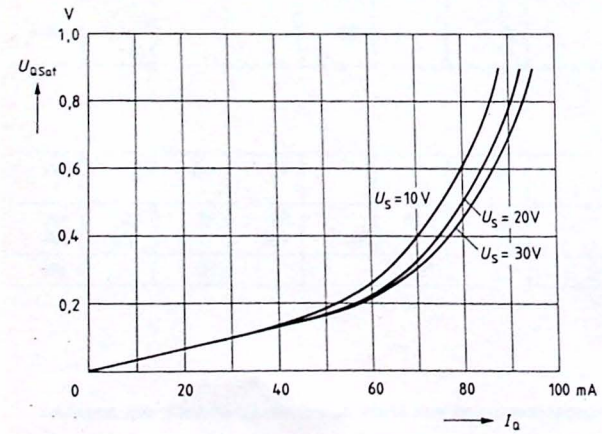
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

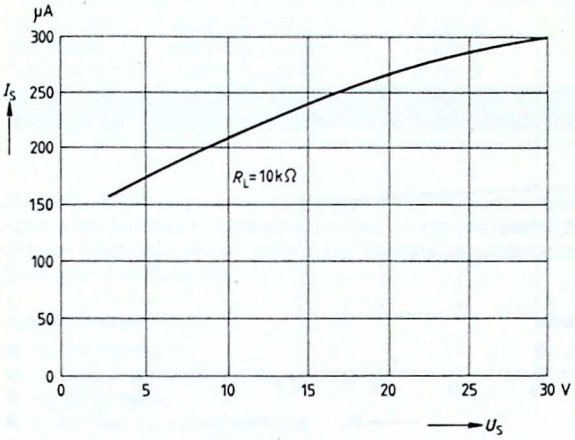
Lastkennlinien
$U_{QSat} = f(I_Q)$



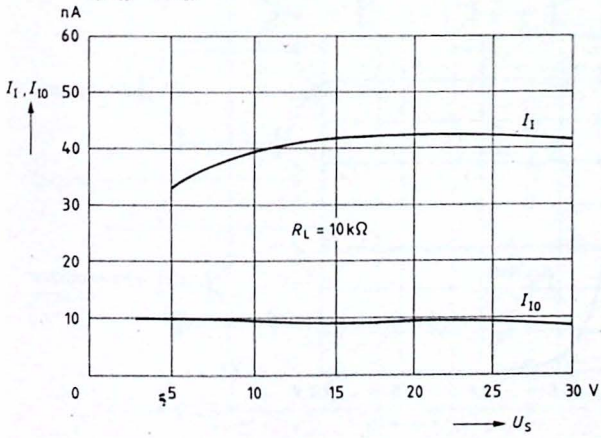
Sättigungsspannung
$U_{QSat} = f(I_Q)$



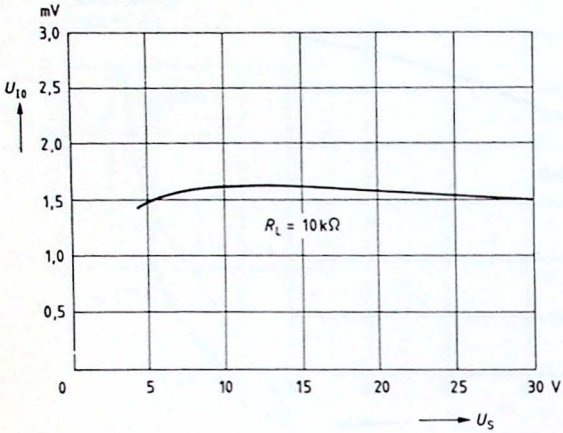
Speisestrom
$I_S = f(U_S)$



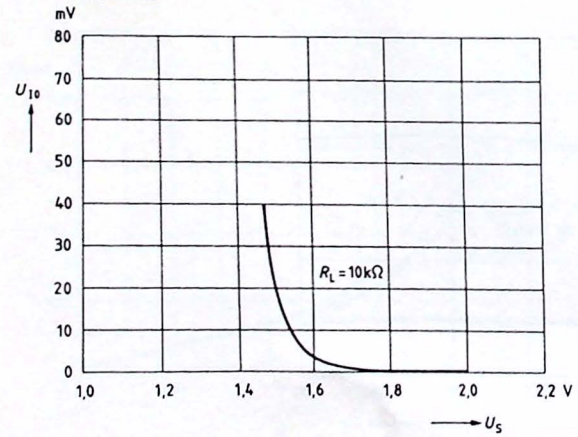
Eingangsstrom und Eingangsnullstrom
$I_I, I_{I0} = f(U_S)$



Eingangsnullspannung
$U_{IO} = f(U_S)$



Verlauf von U_{IO} bei niedrigen Betriebsspannungen
$U_{IO} = f(U_S)$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TBA 221 B	Q67000-A281	P-DIP-8	–
TBA 222 B	Q67000-A2280	P-DIP-8	–
TBA 222 BS1	Q67000-A8057	P-DIP-8	–
S TBB 0741 G	Q67000-A1498	ähnlich P-DSO-8 (SMD)	blau/braun
TBB 0742 G	Q67000-A2395-G403	ähnlich P-DSO-8 (SMD)	rot/grün

Diese Operationsverstärker sind gegen $+U_S$, $-U_S$ kurzschlußfest. Die Eingangsnullspannung kann sehr einfach kompensiert werden. Durch die interne Frequenzkompensation ist der externe Bauteileaufwand gering. Die Verstärkungsabsenkung um 6 dB pro Oktave ergibt eine sehr gute Stabilität.

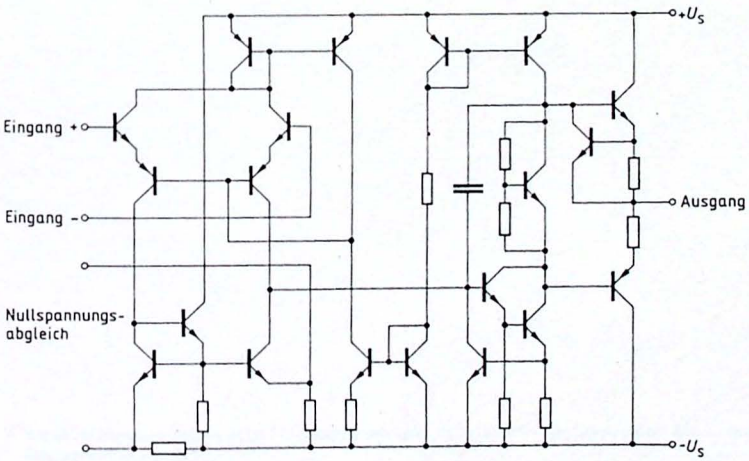
Eigenschaften

- NPN-Eingang
- Große Eingangsdifferenzspannung
- Kurzschlußfest
- Hohe Spannungsverstärkung
- Hohe Betriebsspannung, 44 V
- Großer Temperaturbereich (TBA 222, TBB 0742)
- Gegentaktausgang
- BS1-Ausführung für erhöhte Anforderungen

Anwendungen

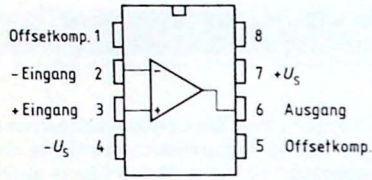
- Verstärker
- Komparator

Schaltbild

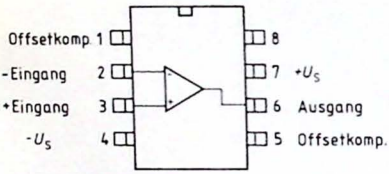


Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

TBA 221 B
TBA 222 B
TBA 222 BS1



TBB 0741 G,
TBB 0742 G



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TBA 221 TBB 0741	TBA 222 TBB 0742	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	± 22	V
Eingangsspannung: $U_S = \pm 4$ bis ± 15 V $U_S \geq 15$ V	U_I U_I	$\pm U_S$ ± 15	$\pm U_S$ ± 15	V V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	± 30	± 30	V
Kurzschlußdauer[1]	t_z	∞	∞	
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	150 −65 bis 150	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TBA 221B/222B; BS1 TBB 0741G/0742G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 100 200	 100 200	 K/W K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 4 bis ± 18	± 4 bis ± 22	V
Umgebungstemperatur	T_U	0 bis 70	−55 bis 125	°C

[1] Kurzschluß kann gegen $+U_S$, $-U_S$ oder 0 erfolgen dabei dürfen die Grenzdaten wie T_j nicht überschritten werden.

Kenndaten
$U_S = \pm 15$ V

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = 0$ °C bis 70 °C min.	max.	Einheit
Eingangsnullspannung $R_G \leq 10$ kΩ	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Einstellbereiche der Eingangsnullspannung	U_{I0}	6	±15	−6			mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±20	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		80	500		800	nA
Stromaufnahme	I_S		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS+}	15	20	25			mA
negativer Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS-}	−25	−20	−15			mA
Eingangswiderstand	R_I	300	2000				kΩ
Eingangskapazität	C_I		1,4				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10$ kΩ	U_{Qss}	13	±14	−12,5			V
$R_L \geq 2$ kΩ	U_{Qss}	11	±13	−11			V
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+3$		U_S-3			V
Spannungsverstärkung $U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ	V_{U0}	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10$ kΩ	k_{CMR}	70	90				dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}		30	150			µV/V
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ Anstiegszeit ($U_I = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = <100$ pF)	t_r		0,3				µs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) $R_L \leq 2$ kΩ	S		0,5				V/µs
Temperaturkoeffizient der U_{I0}	α_{UI0}		3				µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		0,4				nA/K

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Kenndaten

$U_S = \pm 15$ V

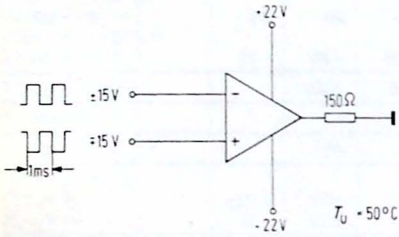
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangsnullspannung $R_G \leq 10$ kΩ	U_{IO}	−4		4	−5,5	5,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnullspannung	U_{IO}	6	±15	−6			mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−100	±20	100	−400	400	nA
Eingangsstrom	I_I		80	350		1200	nA
Stromaufnahme	I_S		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS+}	15	20	25			mA
negativer Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS-}	−25	−20	−15			mA
Eingangswiderstand	R_I	300	2000				kΩ
Eingangskapazität	C_I		1,4				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10$ kΩ	U_{Qss}	13	±14	−12,5			V
$R_L \geq 2$ kΩ	U_{Qss}	11	±13	−11			V
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+3$		U_S-3			V
Spannungsverstärkung $U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ	V_{U0}	94	106		88		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10$ kΩ	k_{CMR}	80	90				dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}		30	100			µV/V
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ Anstiegszeit ($U_I = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = <100$ pF)	t_r		0,3				µs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) $R_L \leq 2$ kΩ	S		0,5				V/µs
Temperaturkoeffizient der U_{IO}	α_{UIO}		3				µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{IO}	α_{IIO}		0,4				nA/K

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

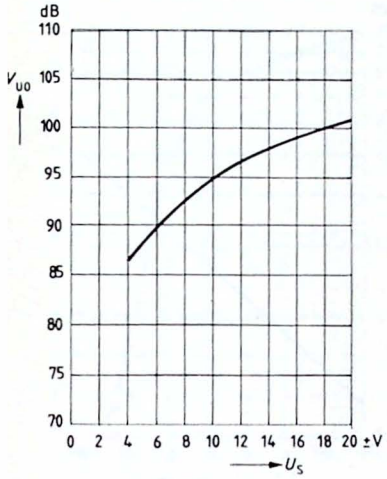
TBA 222 BS1 ähnlich dem TBA 222 B jedoch mit besonderen Qualitätsmerkmalen.

1. 72 Stunden elektrisch vorgealtert bei $T_U = 50\,°C$, $U_S \pm 22$ V entsprechend der angegebenen Schaltung
2. Rauschen $< 5\ \mu Vs$ entsprechend DIN 45 405

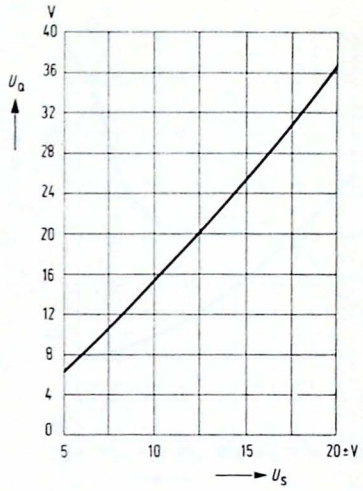
Schaltung, Voralterung für TBA 222 BS1



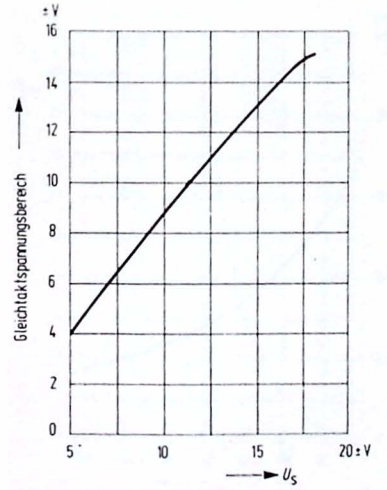
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(U_S)$



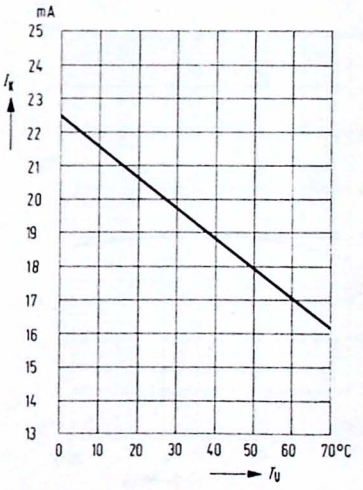
Ausgangsspannung $U_Q = f(U_S)$
$R_L \geq 2\ k\Omega$



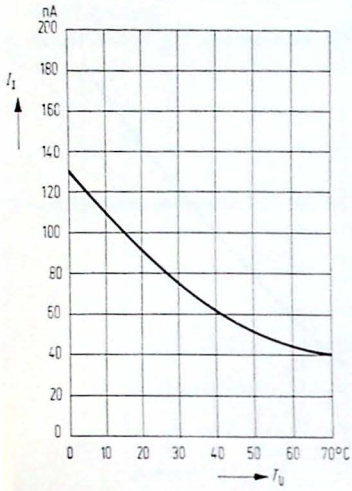
Gleichtaktspannungsbereich $= f(U_S)$
$R_L = 2\ k\Omega$



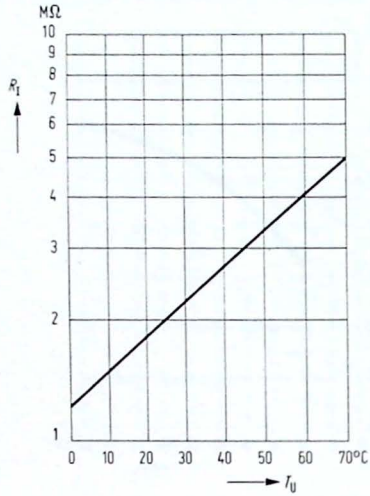
Kurzschlußstrom $I_K = f(T_U)$



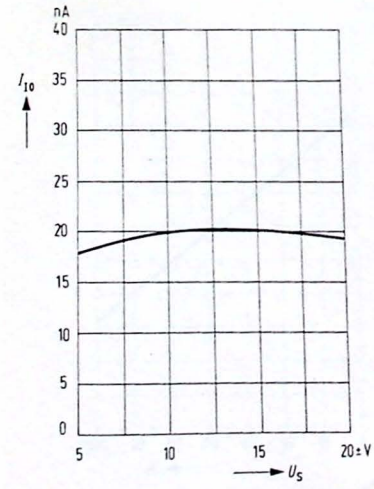
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



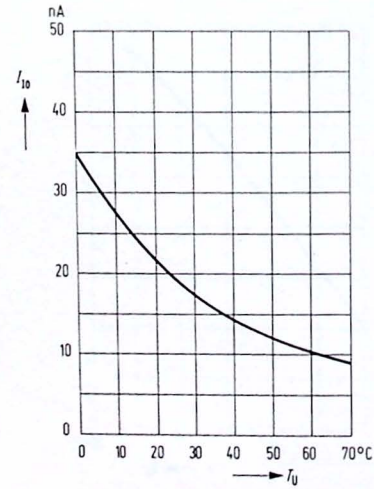
Eingangswiderstand $R_I = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



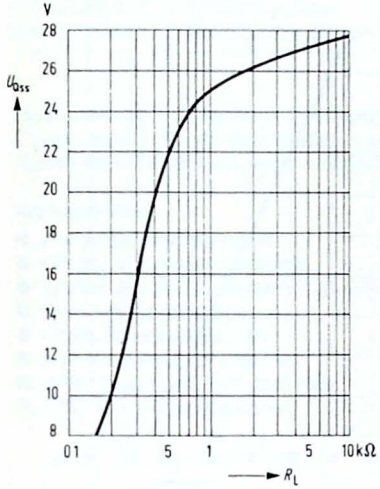
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(U_S)$



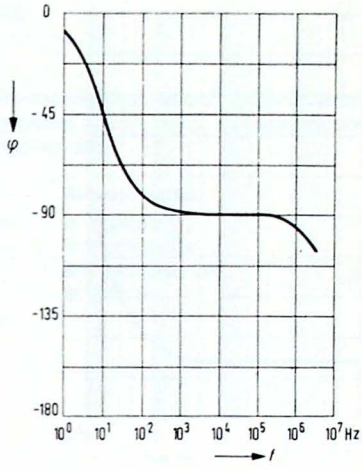
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



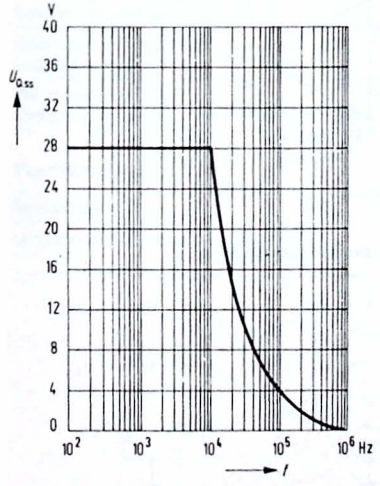
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(R_L)$
$U_S = \pm 15$ V



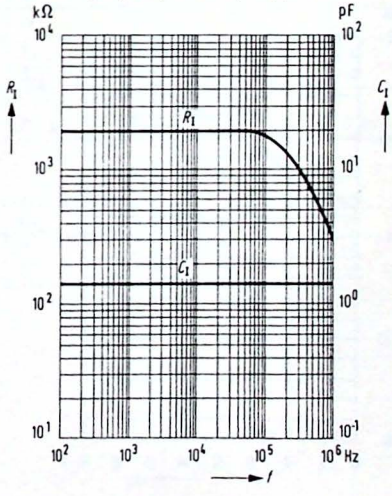
Phasengang der Leerlaufverstärkung
$\varphi = f(f)$; $U_S = \pm 15$ V



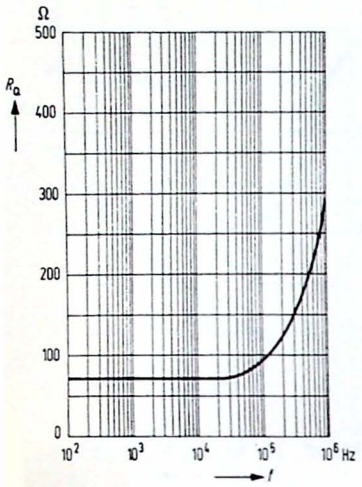
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(f)$
$U_S = \pm 15$ V; $R_L = 10$ kΩ



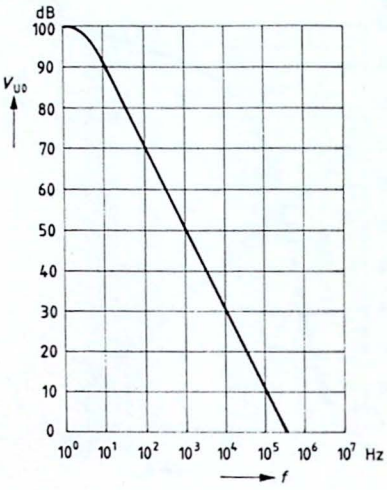
Eingangswiderstand $R_I = f(t)$
Eingangskapazität $C_I = f(f)$



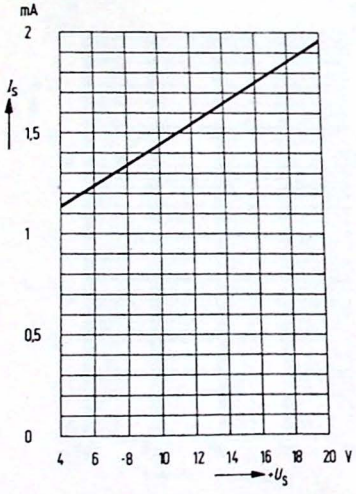
Ausgangswiderstand $R_Q = f(f)$



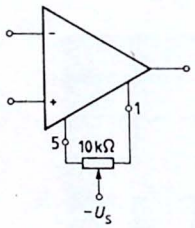
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{UO} = f(f)$



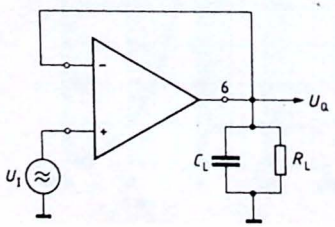
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



Nullspannungsabgleich:



Einschwingverhalten:



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TAA 2762 A	Q67000-A2499	P-DIP-8
TAA 2765 A	Q67000-A1031	P-DIP-8

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Eigenschaften

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsbereich
- Großer Temperaturbereich (TAA 2762 A)
- Hoher Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Intern frequenzkompensiert
- NPN Eingang mit Schutzdioden
- Offener Kollektorausgang

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

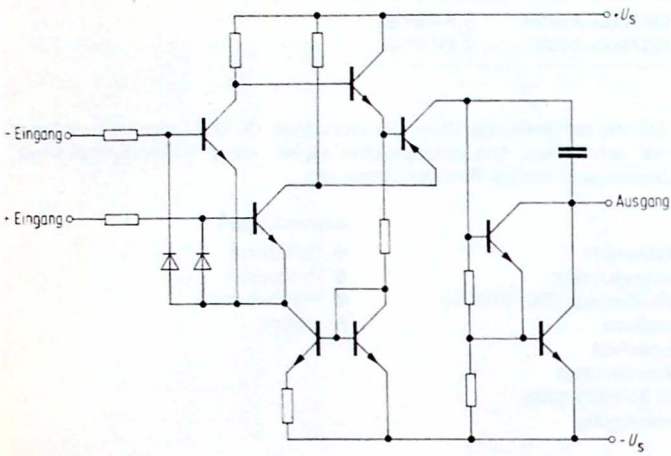
Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	±15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAA 2762 A/2765 A	$R_{th\ SU}$	100	K/W

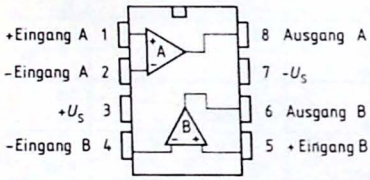
Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur TAA 2762 A TAA 2765 A	T_U T_U	−55 bis 125 −25 bis 85	°C °C

Schaltung eines Operationsverstärkers



Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−100	±50 0,3	100 0,7	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620$ Ω, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 85	 87 92		 80		 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	80	85			75	dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0} α_{II0}		1 0,3	15 1,5		25 1,5	µV/K nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−70	 0,2	70 0,5	−200	200 0,8	nA µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−200	±80 0,5	200 0,8	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 80	 85 90	 	 80	 	 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0} α_{II0}		1 0,3	15		25 1,5	µV/K nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−150	 0,2	150 0,6	−200	200 0,8	nA µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TBC 2332 B	Q67000-A2500	P-DIP-8
S TBE 2335 B	Q67000-A1165	P-DIP-8

Wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Meß- und Regeltechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom der Verstärker von Bedeutung.

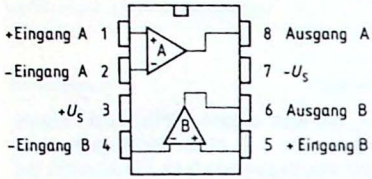
Eigenschaften

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Großer Temperaturbereich (TBC 2332 B)
- Offener Kollektorausgang
- NPN-Darlington-Eingang
- Kleiner Eingangsstrom
- Intern frequenzkompensiert

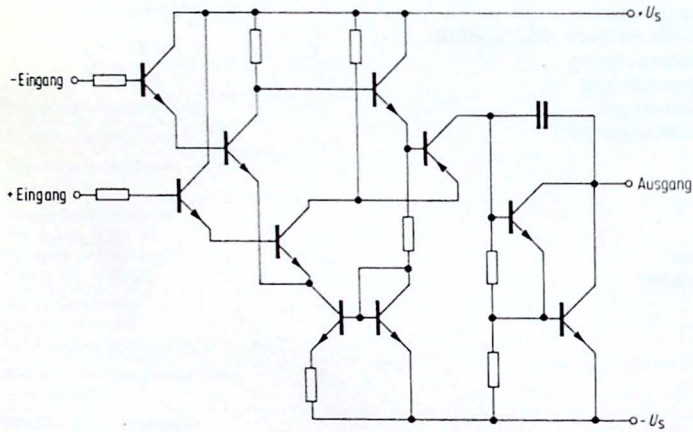
Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



Schaltung eines Operationsverstärkers



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V $U_S = \pm$ 2 bis ± 13 V	 U_{ID} U_{ID}	 ± 13 $\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
Bezeichung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{UI0} V_{UI0}	 80	 83 88	 	 75	 	 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangs-gleichtaktbereich	U_{IC}	U_S		$-U_S+2{,}0$	U_S	$-U_S+3$	V
Gleichtakt-unterdrückung	k_{CMR}	75	80		70		dB
Speisespannungs-unterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0} α_{II0}		4 50	25		50	µV/K pA/K
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V $U_S = \pm$ 2 bis ± 13 V	 U_{ID} U_{ID}	 ± 13 $\pm U_S$	 V V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V, $R_L = 2$ kΩ

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	$T_U = 25$ °C typ.	$T_U = 25$ °C max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	$T_U = -25$ bis 85 °C max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 75	 80 85	 	 75	 	 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
Eingangs-gleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2{,}0$		$U_S-0{,}5$	$-U_S+3$	$-U_S-0{,}8$	V
Gleichtakt-unterdrückung	k_{CMR}	70	78		70		dB
Speisespannungs-unterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	μV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω) Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0} α_{II0}		4 50	25		50	μV/K pA/K
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/μs V/μs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_i	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TAE 2453 A	Q67000-A2107	P-DIP-8	–
S TAE 2453 G	Q67000-A2108	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	weiß
S TAF 2453 A	Q67000-A2210	P-DIP-8	–
TAF 2453 G	Q67000-A2211	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	grün

Der TAE 2453/TAF 2453 besteht aus zwei unabhängigen, frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

Eigenschaften

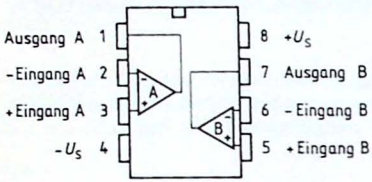
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 0,8 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 2453 A; G)
- Anschlußgleich zu TBB 1458 B
- Die typischen Kennlinien der elektrischen Parameter entsprechen dem TAE 1453 A; G

Anwendungen

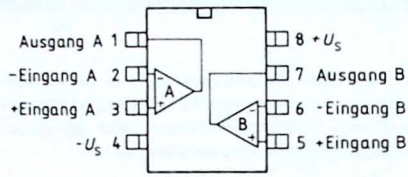
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

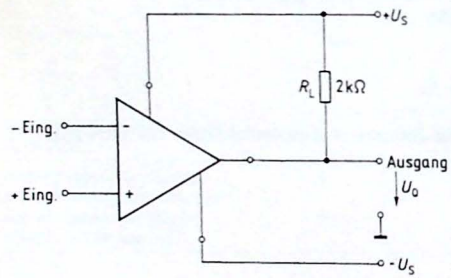
TAE 2453 A,
TAF 2453 A



TAE 2453 G
TAF 2453 G

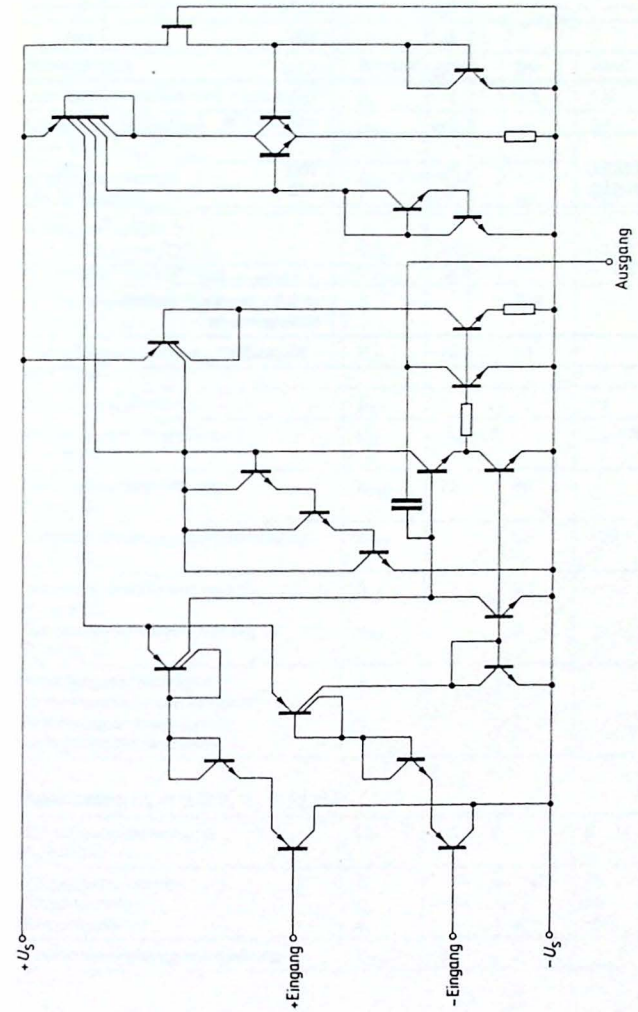


Anschlußschema



R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAE 2453A	$R_{th\ SU}$	100	K/W
TAE 2453G	$R_{th\ SU}$	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (±0,9 V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{IO}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−15	 40	15 150	−100	100 200	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14,7 −14,5	 14,9 14,9	 −14,7 −14,4	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2$ kΩ	U_{IC}	$-U_S$-0,2		U_S-1,8	$-U_S$	U_S-2,0	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2$ kΩ	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{IO} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient der U_{IO} $R_G = 50\ \Omega$	α_{IIO} α_{IIO}		0,1 6				nA/K µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		1 1				V/µs V/µs

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V, $R_L = 10$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{IO}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_{IO} I_I	−75 −75	 40	75 75 150	−100 −100	100 100 200	nA nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAF 2453A	$R_{th\ SU}$	100	K/W
TAF 2453 G	$R_{th\ SU}$	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (± 0,9 V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ kΩ;
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 40	10 100	−75	75 150	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14,7 −14,5	 14,8 14,8	 −14,7 −14,4	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S$−0,3		U_S−1,5	$-U_S$	U_S−1,8	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2$ kΩ	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{II0}		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−50	 40	50 100	−75	75 150	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TBB 1458 B	Q67000-A1036	P-DIP-8	–
S TBB 1458 G	Q67000-A1458	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	orange/orange

Der Operationsverstärker TBB 1458 zeichnet sich durch großen Gleichtaktbereich und Differenzeingangsspannung sowie Kurzschlußfestigkeit aus. Es werden keine externen Bauelemente zur Frequenzkompensation benötigt. Die Teilschaltung entspricht dem Operationsverstärker TBA 221.

Eigenschaften

- NPN-Eingang
- Große Differenzeingangsspannung
- Kurzschlußfest
- Gegentaktausgang
- Vollkompatibel zum Industriestandardtyp TBB 1458

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Eingangsspannung[1] Differenzeingangsspannung[2]	U_I U_{ID}	± 15 ± 30	V V
Kurzschlußdauer[3]	t_z	∞	
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TBB 1458 B TBB 1458 G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 100 170	 K/W K/W

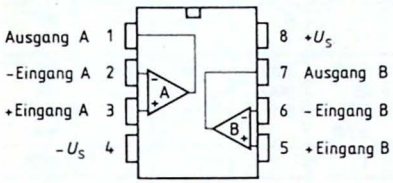
Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 4 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	0 bis 70	°C

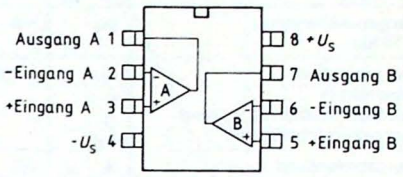
1) Für Speisespannung < ± 15 V ist die max. Eingangsspannung der Speisespannung gleich.
2) Für Speisespannungen < ± 15 V ist die max. Differenzeingangsspannung gleich ± (U_{S+} + I U_{S-} I).
3) Kurzschluß kann gegen Masse oder Speisespannung ± U_S erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten nicht überschritten werden.

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

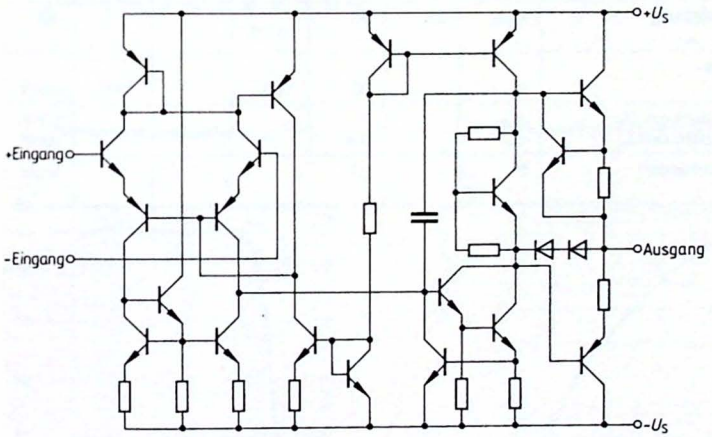
TBB 1458 B



TBB 1458 G



Schaltung eines Operationsverstärkers

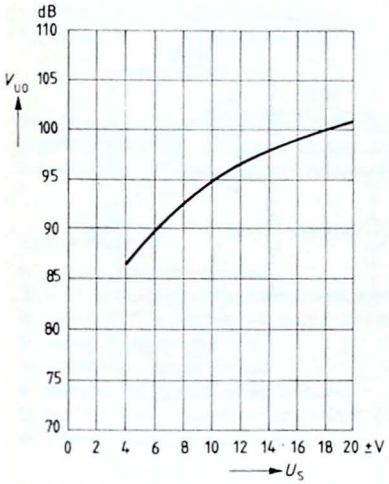


Kenndaten
$U_S = \pm 15$ V

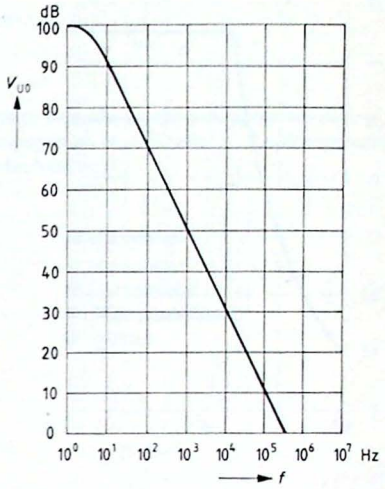
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = 0$ °C bis 70 °C min.	max.	Einheit
Eingangsnullspannung $R_G \leq 10$ kΩ	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom Leerlaufstromaufnahme, gesamt Ausgangskurzschlußstrom	I_{I0} I_I I_S I_{QS}	−200	± 20 80 2 ± 18	200 500 3	−300	300 800 3	nA nA mA mA
Eingangswiderstand	R_I	0,3	1				MΩ
Eingangskapazität	C_I		6				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10$ kΩ $R_L \geq 2$ kΩ	U_{Qss} U_{Qss}	13 11	± 14 ± 13	−13 −11			V V
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+3$		U_S-3			
Spannungsverstärkung $U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L = 2$ kΩ	V_U	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10$ kΩ	k_{CMR}	70	90				dB
Speisespannungs- unterdrückung	k_{SVR}		30	150		150	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{UI0} α_{II0}		3 0,4				µV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit*) $V_U = 1$, $R_L \geq 2$ kΩ	S		0,5				V/µs

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

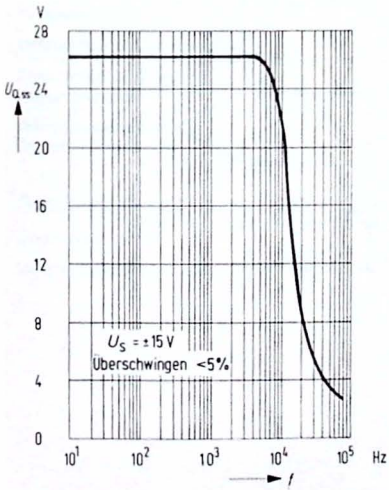
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(U_S)$



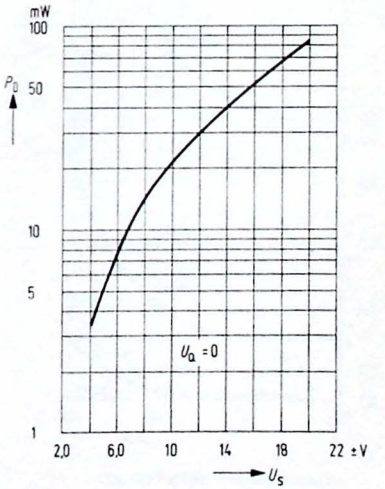
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



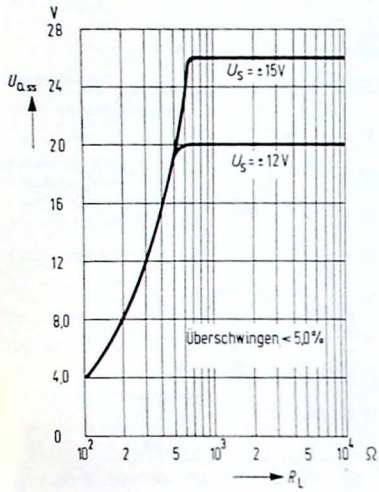
Leistungsbandbreite $U_{Qss} = f(f)$

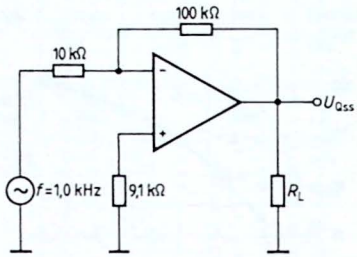


Verlustleistung $P_D = f(U_S)$

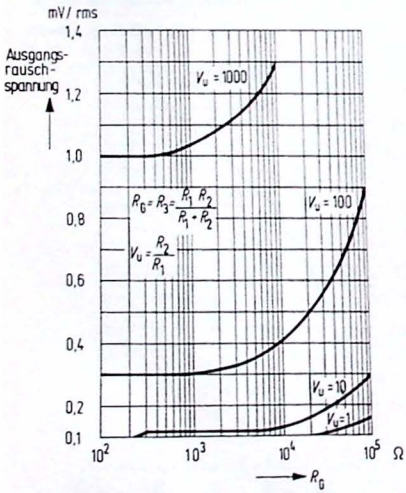


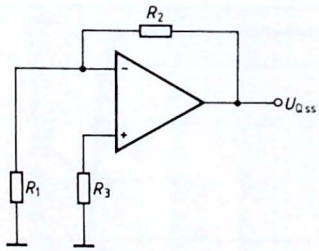
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(R_L)$





Ausgangsrauschen $= f(R_G)$





Weitere Kurven siehe TBA 221

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TAA 4762 A	Q67000-A2502	P-DIP-14
S TAA 4765 A	Q67000-A1033	

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Eigenschaften

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Weitgehende Sicherheit gegen Zerstörung
- Hoher Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Interne Frequenzkompensation
- Großer Temperaturbereich (TAA 4762 A)
- Offener Kollektorausgang

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

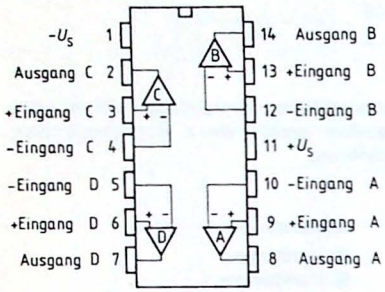
Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

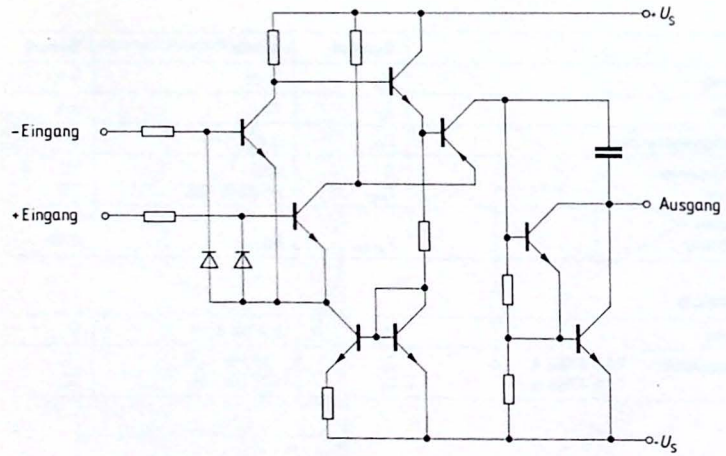
Funktionsbereich

Speisespannung		U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	TAA 4762 A	T_U	−55 bis 125	°C
	TAA 4765 A	T_U	−25 bis 85	°C

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)



Schaltung eines Operationsverstärkers



Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−100	±50 0,3	100 0,7	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10\ \Omega$, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 85	 87 92		 80		 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_2+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}		85		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{UI0} α_{II0}		1 0,3	15 1,5		25 1,5	µV/K nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2{,}5\ \Omega$)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−70	 0,2	70 0,5	−200	200 0,8	nA µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−200	±80 0,5	200 0,8	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	U_{Qss} U_{Qss}	14,9 14,9		−14 −12,5	14,8 14,8	−14 −12	V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	V_{U0} V_{U0}	80	85 90		80		dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{UI0} α_{II0}		1 0,3	15		25	µV/K nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2{,}5\ \Omega$)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung $I_O = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−150	0,2	150 0,6	−200	200 0,8	nA µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TBC 4332 A	Q67000-A2503	P-DIP-14
S TBE 4335 A	Q67000-A1167	

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

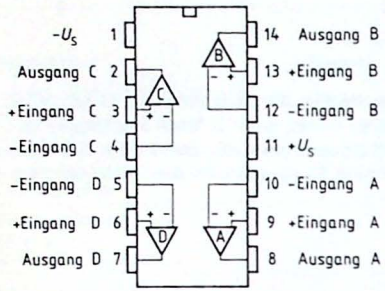
Eigenschaften

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Großer Temperaturbereich (TBC 4332 A)
- NPN-Darlington Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Kleiner Eingangsstrom
- Interne Frequenzkompensation

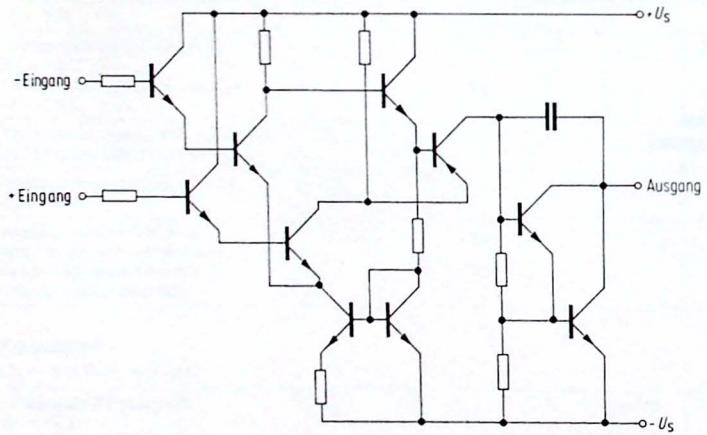
Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Schaltung eines Operationsverstärkers



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm$ 2 bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 80	 83 88	 	 75	 	 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich (Komparatorbetrieb)	U_{iC}	U_S		$-U_S+2{,}0$	U_S	$-U_S+3$	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	80		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{UI0} α_{II0}		−4 50	25 		50 	µV/K pA/K
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm$ 2 bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14 −12,5	 14,8 14,8	 −14 −12	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz $R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz	 V_{U0} V_{U0}	 75	 80 85		 75		 dB dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich (Komparatorbetrieb)	U_{IC}	$+U_S$−0,5		$-U_S$+2,0	$+U_S$-0,8	$-U_S$+3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	70	78		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{UI0} α_{II0}		4 50	25		50	µV/K pA/K
Ausgangssättigungsspannung $I_O = 10$ mA	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		0,5 0,5				V/µS V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TAE 4453 A	Q67000-A2109	P-DIP-14
S TAE 4453 G	Q67000-A2152	P-DSO-14 (SMD)
S TAF 4453 A	Q67000-A2212	P-DIP-14
TAF 4453 G	Q67000-A2213	P-DSO-14 (SMD)

Der TAE 4453/TAF 4453 besteht aus vier unabhängigen frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

Eigenschaften

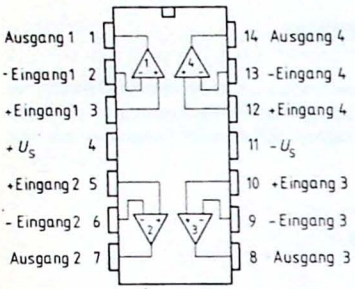
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 1,6 m A
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 4453 A; G)
- Anschlußgleich zu LM 324
- Die typischen Kennlinien der elektrischen Parameter entsprechen dem TAE 1453 A; G

Anwendungen

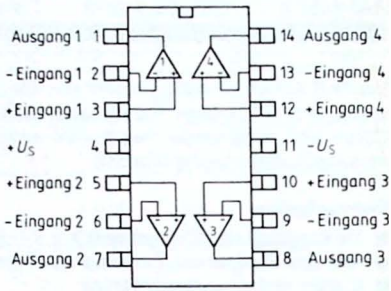
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

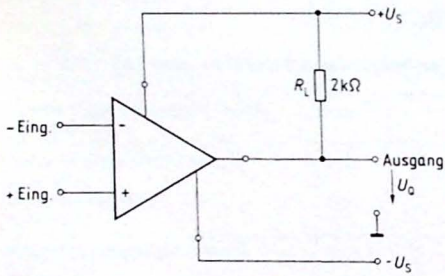
TAE 4453 A,
TAF 4453 A



TAE 4453 G,
TAF 4453 G

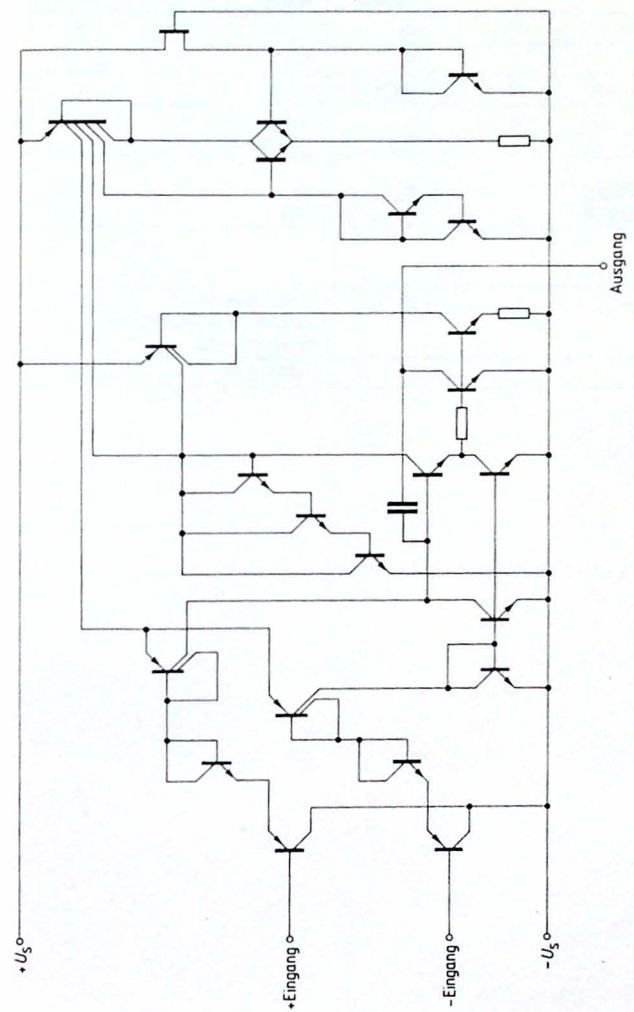


Anschlußschema



R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAE 4453 A	$R_{th\ SU}$	80	K/W
TAE 4453 G	$R_{th\ SU}$	120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (±0,9V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	15	 40	15 150	−25	25 200	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14,7 −14,5	 14,9 14,9	 −14,7 −14,4	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannnungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2$ kΩ	U_{IC}	$-U_S$−0,2		$+U_S$−1,8	$-U_S$	$+U_S$−2,0	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2$ kΩ	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{II0} α_{UI0}		0,1 6				nA/K µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		1 1				V/µs V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−75	 40	75 150	−100	100 200	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	± U_S	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAF 4453 A	$R_{th\ SU}$	80	K/W
TAF 4453 G	$R_{th\ SU}$	120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (± 0,9 V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−10	 40	10 100	−15	15 150	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V	 U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9		 −14,7 −14,5	 14,8 14,8	 −14,7 −14,4	 V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2$ kΩ	U_{IC}	$-U_S$−0,3		$+U_s$−1,5	$-U_S$	$+U_S$−1,8	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2$ kΩ	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50\ \Omega$ Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50\ \Omega$	α_{II0} α_{UI0}		0,1 6	0,8 25		0,8 25	nA/K µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S S		1 1				V/µs V/µs

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−50	 40	50 100	−75	75 150	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2$ kΩ	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Schwellenwertschalter, Komparatoren

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15$ V, $T_U = 25$ °C
		Speise-spannung U_S V	Betriebs-temperatur T_U °C	Ausgangs-strom I_Q mA max.	Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$) U_{I0} mV min./max.
Schwellenwertschalter					
TCA 105	P-DIP-6	30	–25 bis 85	50	
TCA 105 B	P-DIP-6	20	–25 bis 85	50	
TCA 105 G	P-DSO-6 (SMD)*)	30	–25 bis 85	50	
TCA 345 A	P-DIP-4	10	–25 bis 85	70	
TCA 965	P-DIP-14	4,75 bis 27	–25 bis 85	50	
Komparator mit Darlington-Eingang					
TCA 312 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10
TCA 312 G	P-DSO-6 (SMD)*)	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±10
TCA 315 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15
TCA 315 G	P-DSO-6 (SMD)*)	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±15
Komparator mit TTL-kompatibler Ausgangsspannung, großem Ausgangsstrom					
TCA 322 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±4
TCA 322 G	P-DSO-6 (SMD)*)	±2 bis ±15	–55 bis 125	70	±4
TCA 325 A	P-DIP-6	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±5,5
TCA 325 G	P-DSO-6 (SMD)*)	±2 bis ±15	–25 bis 85	70	±5,5
Stromüberwachungs-IC					
TLE 4951	P-DIP-14	4,5 bis 32	–40 bis 125	40	
TLE 4951 G	P-DSO-14	4,5 bis 32	–40 bis 125	40	

*) ähnlich

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TCA 105	Q67000-A527	P-DIP-6	–
TCA 105 B	Q67000-A587		–
TCA 105 G	Q67000-A988	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	orange/weiß

Der TCA 105 enthält eine Oszillatorstufe, einen Schwellenwertschalter und 2 antivalente Ausgangsstufen. Der Baustein eignet sich speziell zum Einsatz in Näherungsschaltern, Lichtschranken und anderen kontaktlosen Schalteranwendungen.

- Weiter Betriebsspannungsbereich 4,5 bis 30 V
- Großer Ausgangsstrom 50 mA
- TTL-kompatibel
- Mit Gleichspannungssignal triggerbar

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TCA 105; G	TCA 105 B	Einheit
Betriebsspannung	U_S	30	20	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4, Anschluß 5)	U_Q	30	20	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	50	mA
Schaltfrequenz	f_S	40	40	kHz
Eingangsspannung	U_I	≥ 0*	≥ 0*	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 105, TCA 105 B	$R_{th\ SU}$	115	115	K/W
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 105 G	$R_{th\ SU}$	200		K/W

Funktionsbereich

Betriebsspannung	U_S	4,75 bis 30	4,75 bis 20	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	−25 bis 85	°C
Schwingfrequenz	f_{OSZ}	1 bis 4,5	1 bis 4,5	MHz

* negative Eingangsspannungen sind nicht zulässig

Kenndaten

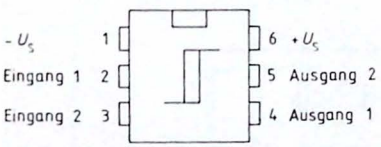
Messung statisch, Anschluß 3 mit 1 verbunden
$U_S = 12$ V, $T_U = +25\,°C$, $R_K = 5{,}6\,k\Omega$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S		3,4	5	mA
Einschaltspannung mit Kompensationswiderstand R_K	U_I	300	400	480	mV
Eingangsstromschwellenwert	I_I		−60		µA
Hysterese	U_{Hy}	20	35	50	mV
Restspannung ($I_Q = 16$ mA)	U_{QL}		0,25	0,35	V
Ausgangsspannung	U_{QH}		entspricht U_S		
Sperrstrom $U_S = 30$ V bzw. 20 V	I_{QH}			60	µA
Restspannung ($I_Q = 50$ mA)	U_{QL}		0,7	1,15	V
Umschaltzeit im TTL-Betrieb ($I_Q = 16$ mA)	t		3		µs

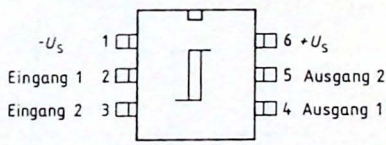
Anschlußanordnungen

(Ansicht von oben)

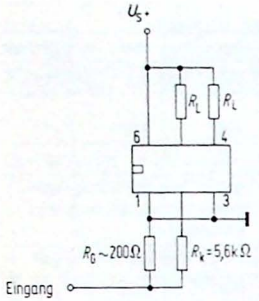
TCA 105, TCA 105 B



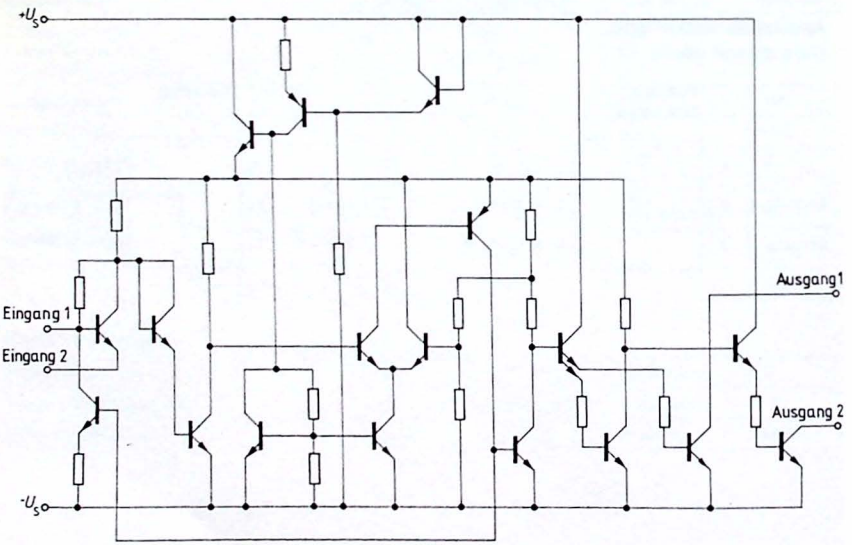
TCA 105 G



Meßschaltung

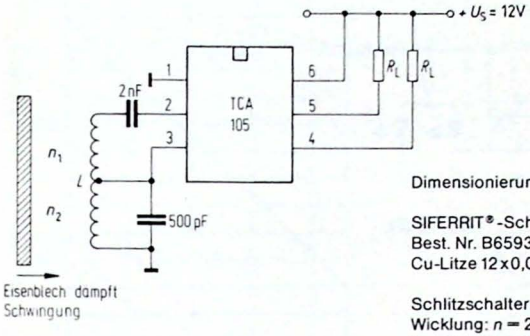


Schaltung



Anwendungsbeispiele für TCA 105

Induktiver Schlitzschalter oder Näherungsschalter



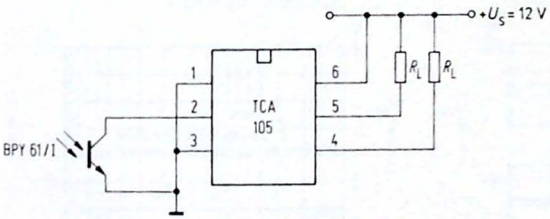
Dimensionierungsrichtwerte:

SIFERRIT®-Schalenkerne, 9 mm Ø
Best. Nr. B65935-A-X25
Cu-Litze 12x0,04 mm

Schlitzschalter:
Wicklung: $n = 2 \times 25$
Schlitzbreite: 2,5 bis 3,5 mm

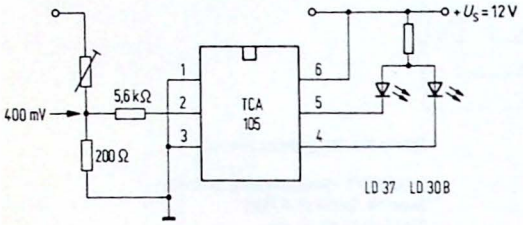
Näherungsschalter:
Wicklung: $n_1 = 8$, $n_2 = 40$
Abstand: 2 bis 3 mm

Lichtregler (Schaltverstärker für Phototransistor BPY 61)

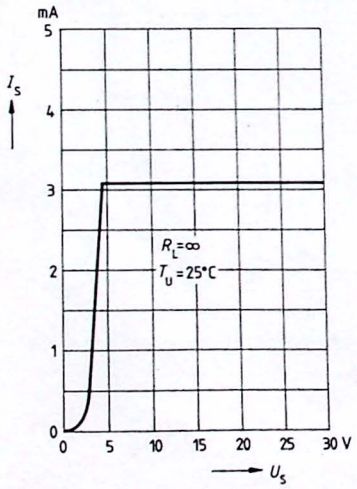


Anwendungsbeispiel für TCA 105

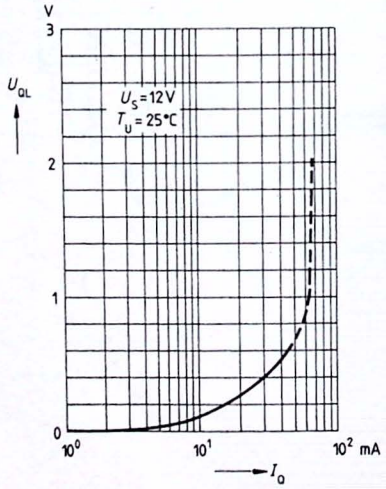
Spannungsüberwachung



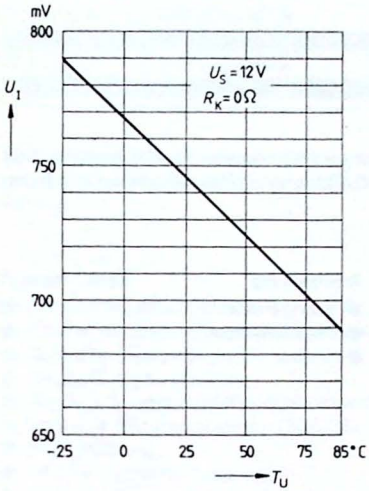
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R_L = \infty$



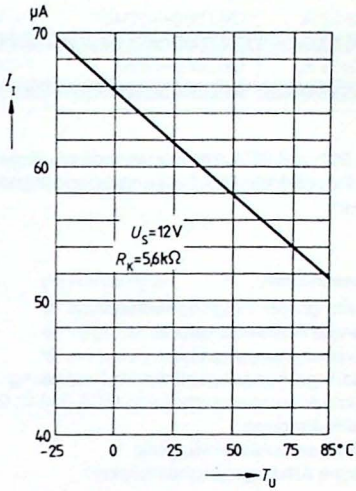
Restspannung $U_{QL} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $U_S = 12$ V



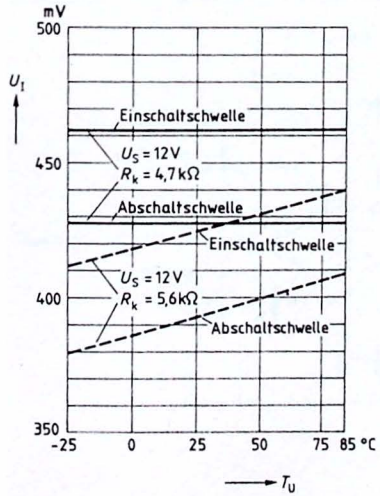
Schaltschwelle $U_I = f(T_U)$
$U_S = 12$ V; $R_K = 0$



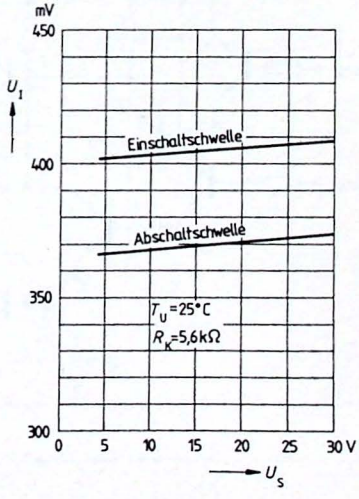
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$U_S = 12$ V; $R_K = 5{,}6$ kΩ



Schaltschwelle $U_I = f(T_U)$



Schaltschwelle $U_I = f(U_S)$
$T_U = 25$ °C; $R_K = 5{,}6$ kΩ



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TCA 312 A	Q67000-A2048	P-DIP-6	–
TCA 312 G	Q67000-A2509	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	rot
S TCA 315 A	Q67000-A561	P-DIP-6	–
S TCA 315 G	Q67000-A1005	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	rot/gelb

TCA 312 und TCA 315 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparator für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können.

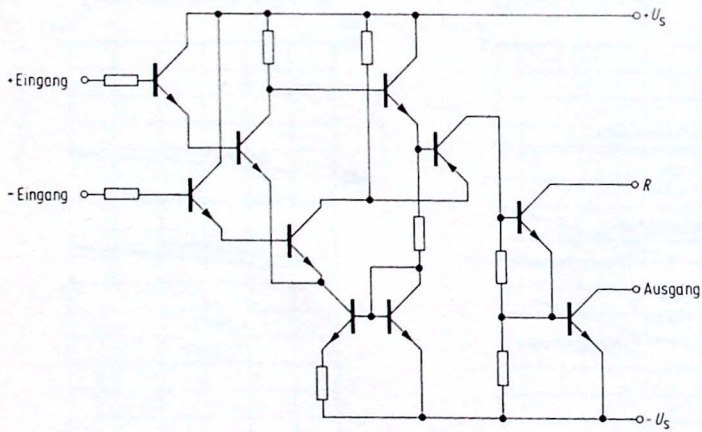
Eigenschaften

- Sehr großer Eingangswiderstand
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangssättigungsspannung
- Großer Temperaturbereich (TCA 312 A; G)
- NPN-Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Hohe Anstiegsgeschwindigkeit

Anwendung

- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

Schaltbild



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S TCA 322 A	Q67000-A2501	P-DIP-6	–
TCA 322 G	Q67000-A2508	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	braun
S TCA 325 A	Q67000-A562	P-DIP-6	–
S TCA 325 G	Q67000-A1012	ähnl. P-DSO-6 (SMD)	grün/gelb

TCA 322 und TCA 325 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparatoren für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können.

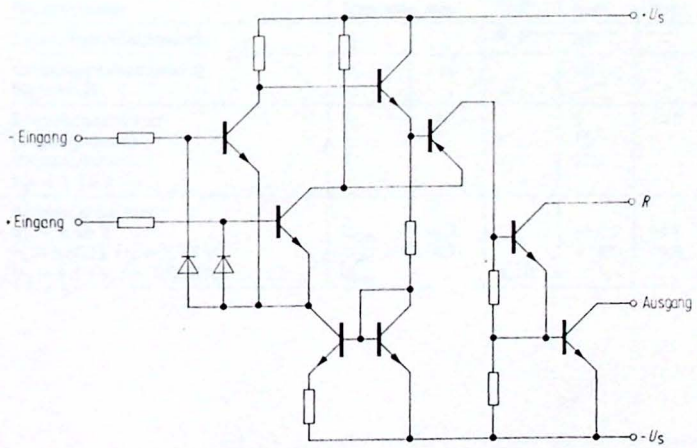
Eigenschaften

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangssättigungsspannung
- Großer Temperaturbereich (TCA 322 A; G)
- NPN-Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Hohe Anstiegsgeschwindigkeit

Anwendungen

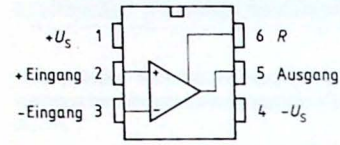
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Schaltbild

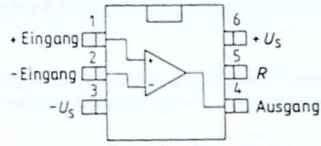


Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TCA 312 A; TCA 322 A
TCA 315 A; TCA 325 A

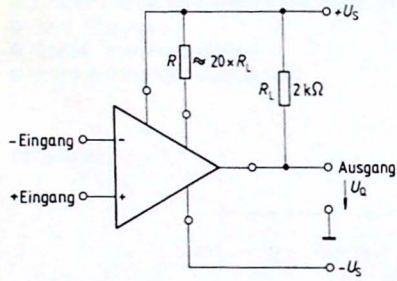


TCA 312 G; TCA 322 G
TCA 315 G; TCA 325 G



Anschlußschema

R_L = Kollektorwiderstand



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom Treiberstrom	I_Q I_{Tr}	70 10	mA mA
Differenzeingangsspannung U_S = 13 bis 15 V Differenzeingangsspannung U_S = 2 bis 13 V	U_{ID} U_{ID}	± 13 $\pm U_S$	V V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 312 A TCA 312 G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 115 200	 K/W K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V; R = 6,8 kΩ
R_L = 2 kΩ,
wenn nicht anders angegeben

		T_U = 25 °C			T_U = −55 bis 125 °C		
Bezeichnung	**Symbol**	**min.**	**typ.**	**max.**	**min.**	**max.**	**Einheit**
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung R_G = 50 Ω	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom Eingangsstrom U_{ID} = ± 13 V	I_{I0} I_I I_I	−5	 5 	5 15 200	−10	10 25 	nA nA nA
Aussteuerbarkeit U_S = ± 15 V R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V U_S = ± 15 V, f = 100 kHz	U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	14,9 14,9	 ± 10	−14,8 −14,0	14,8 14,8	−14,6 −13,5	V V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R = 6{,}8$ kΩ,
$R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_I		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	 V_{U0} V_{U0} V_{U0}	 80	 83 88 60	 	 75	 	 dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	80		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{IO} $R_G = 50$ Ω Temperaturkoeffizient des I_{IO} $R_G = 50$ Ω	α_{UIO} α_{IIO}		12 50	50			µV/K pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				V/µs
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{IO}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−5	 5	5 15	−10	10 25	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	75			70		dB

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom Treiberstrom	I_Q I_{Tr}	70 10	mA mA
Differenzeingangsspannung U_S = 13 bis 15 V Differenzeingangsspannung U_S = 2 bis 13 V	U_{ID} U_{ID}	± 13 $\pm U_S$	V V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 315 A TCA 315 G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 115 200	 K/W K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V
R = 6,8 kΩ, R_L = 2 kΩ,
wenn nicht anders angegeben

		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung R_G = 50 Ω	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom Eingangsstrom U_{ID} = ± 13 V	I_{I0} I_I I_I	−10	 5 	10 25 200	−20	20 35 	nA nA nA
Aussteuerbarkeit U_S = ± 15 V R_L = 620 Ω; U_S = ± 15 V U_S = ± 15 V, f = 100 kHz	 U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9 	 ± 10	 −14,8 −14,0 	 14,8 14,8 	 −14,6 −13,5 	 V V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R = 6{,}8$ kΩ,
$R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -25$ bis 85 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	 V_{U0} V_{U0} V_{U0}	 75	 80 85 60	 	 75	 	 dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	70	78		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	μV/V
Temperaturkoeffizient der U_{IO} $R_G = 50$ Ω Temperaturkoeffizient des I_{IO} $R_G = 50$ Ω	α_{UIO} α_{IIO}		12 50	50			μV/K pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				V/μs
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{IO}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−10	 5	10 25	−20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	70			70		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom Treiberstrom an R	I_Q I_{Tr}	70 10	mA mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 322 A TCA 322 G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 115 200	 K/W K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−100	± 50 0,3	100 0,7	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	 U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9	 ± 10	 −14,8 −14,0	 14,8 14,8	 −14,6 −13,5	 V V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	$T_U = -55$ bis 125 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	 V_{U0} V_{U0} V_{U0}	 85	 87 92 60	 	 80	 	 dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	μV/V
Temperaturkoeffizient der U_{IO} $R_G = 50$ Ω Temperaturkoeffizient des I_{IO} $R_G = 50$ Ω	α_{UIO} α_{IIO}		6 0,3	25 1,5			μV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_a im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				V/μs
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10$ mA	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ

Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{IO}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{IO} I_I	−70	 0,2	70 0,5	−200	200 0,8	nA μA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	80			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom Treiberstrom an R	I_Q I_{Tr}	70 10	mA mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 325 A TCA 325 G	 $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	 115 200	 K/W K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8\ k\Omega$, $R_L = 2\ k\Omega$,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	min.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−200	± 80 0,5	200 0,8	−300	300 1,0	nA µA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	 U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	 14,9 14,9	 ± 10	 −14,8 −14,0	 14,8 14,8	 −14,6 −13,5	 V V V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 2$ kΩ,
wenn nicht anders angegeben

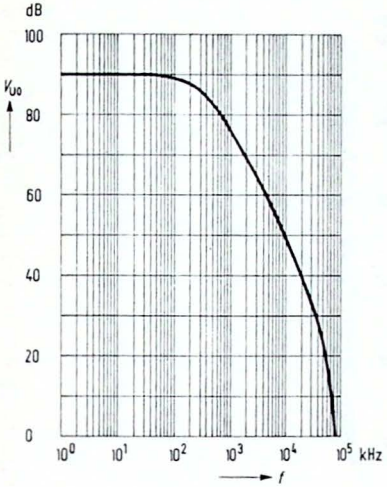
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25$ °C min.	typ.	max.	T_U −25 bis 85 °C min.	max.	Einheit
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	 V_{U0} V_{U0} V_{U0}	 80	 85 90 60		 80		 dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	83		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} $R_G = 50$ Ω Temperaturkoeffizient des I_{I0} $R_G = 50$ Ω	α_{UI0} α_{II0}		6 0,3				µV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				V/µs
Ausgangssättigungsspannung $I_O = 10$ mA	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ, $R_L = 2$ kΩ

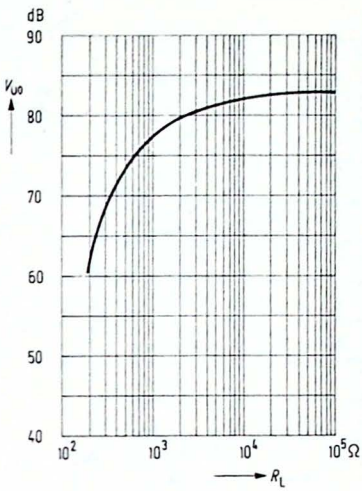
Eingangsnullspannung $R_G = 50$ Ω	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	−150	 0,2	150 0,6	−200	200 0,8	nA µA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz	V_{U0}	75			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

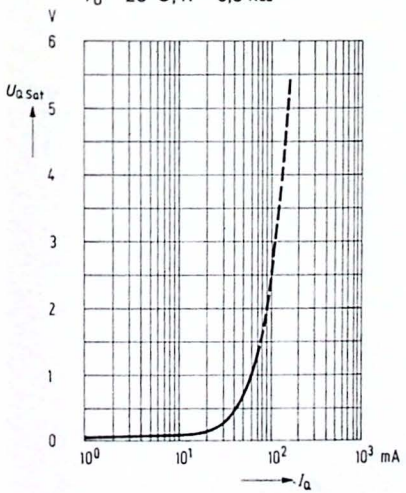
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



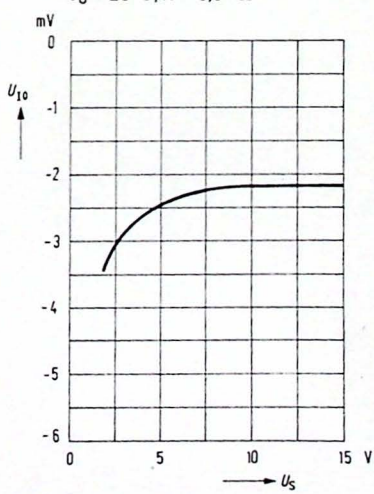
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(R_L)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



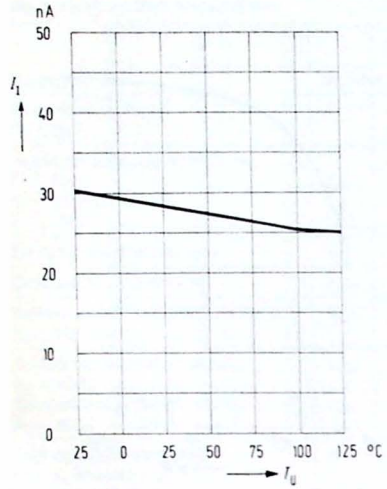
Sättigungsspannung $U_{Qsat} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



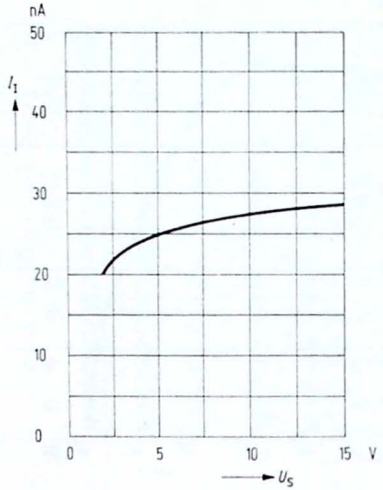
Eingangsnullspannung $U_{I0} = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



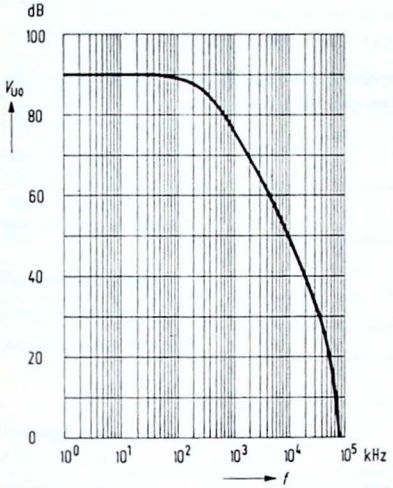
Eingangsstrom $I_1 = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



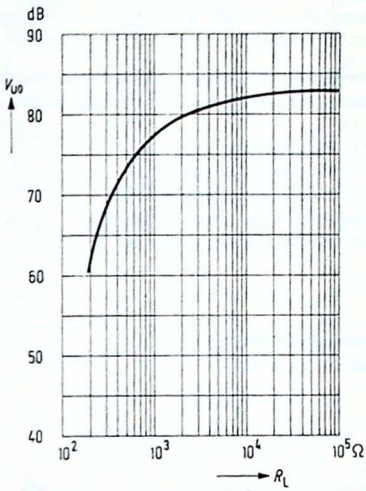
Eingangsstrom $I_1 = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R_L = 2\ k\Omega$



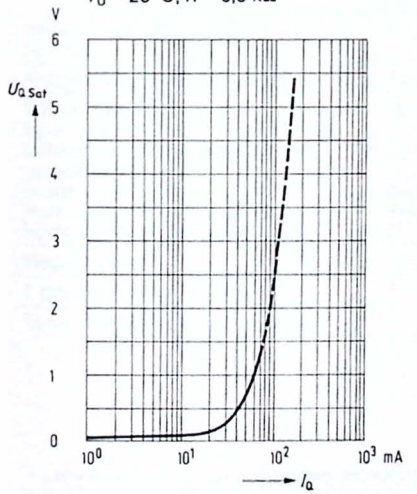
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(R_L)$
$T_U = 25\,°C$; $U_S = \pm 15\ V$



Sättigungsspannung $U_{Qsat} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



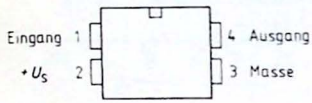
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 345 A	Q67000-A564	P-DIP-4

Schwellenwertschalter mit linear von der Speisespannung abhängigem Schwellenwert. Am Ausgang können ohne Schutzdiode induktive Lasten geschaltet werden.

- TTL-kompatibel
- Großer Ausgangsstrom
- Sehr hohe Eingangsimpedanz
- Gute Stabilität durch Hysterese
- Geringe Außenbeschaltung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	10	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Eingangsspannung	U_I	0 bis U_S	V
Induktivität am Ausgang	L_Q	500	mH
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	125 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$	140	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	2 bis 10	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

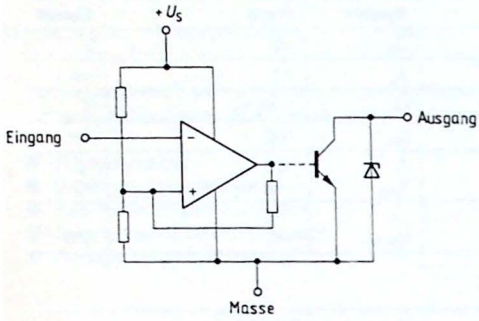
Kenndaten

$T_U = +25\,°C$

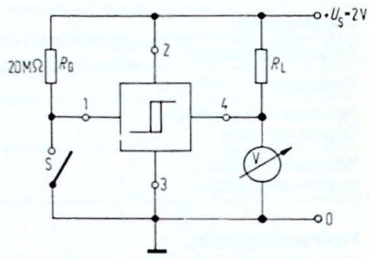
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme bei Ausgangsstrom					
$I_Q = 0$ mA; $U_S = 2$ V	$I_{S\,H}$		0,55	0,80	mA
$= 5$ V	$I_{S\,H}$		1,35	2,00	mA
$I_Q = 40$ mA; $U_S = 2$ V	$I_{S\,L}$		1,85	3,00	mA
$= 5$ V	$I_{S\,L}$		7,00	9,00	mA
Restspannung bei $I_Q = 40$ mA $U_S = 2$ V	$U_{Q\,L}$		150	300	mV
Ausgangssperrstrom $U_Q = 10$ V	$I_{Q\,H}$			30	µA
Schaltschwelle $U_S = 2$ bis 10 V[1])	U_I	0,63 x U_S	0,66 x U_S	0,69 x U_S	V
Linearitätsfehler der Schaltschwelle bezogen auf $U_S = 2$ V				3,0	%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 2$ V	ΔU_I	6,0	10	15	%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 5$ V	ΔU_I	6,0	20		%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 10$ V	ΔU_I	6,0	20		%
Eingangsstrom	I_I		10	30	nA
Z-Spannung über Ausgang	U	11,0	13,6	15,0	V
Temperaturgang der Schaltschwelle			30		ppm/K

[1]) gemessen bei ansteigender Eingangsspannung

Schaltbild

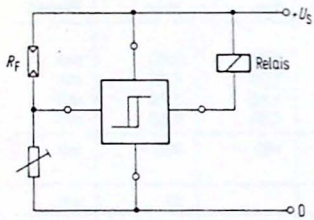


Prüfschaltung

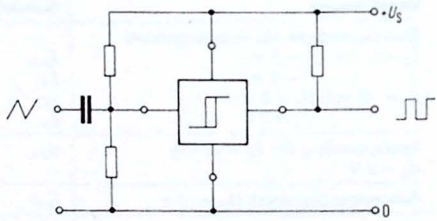


Anwendungsschaltungen

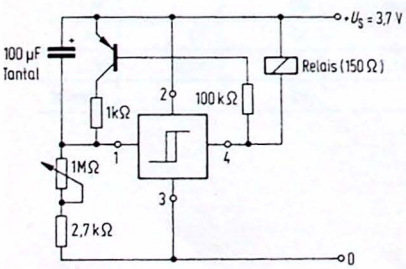
Dämmerungsschalter
(Licht einschalten beim Dunkelwerden)



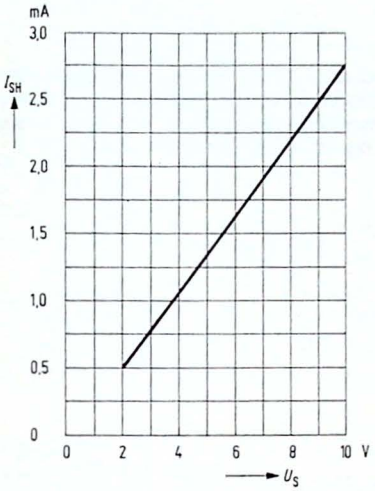
Dreieck-Rechteck Umwandler



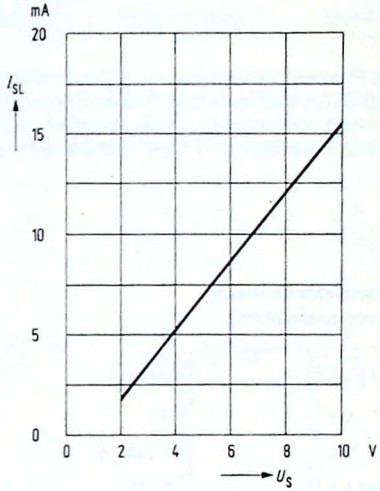
Taktgeber



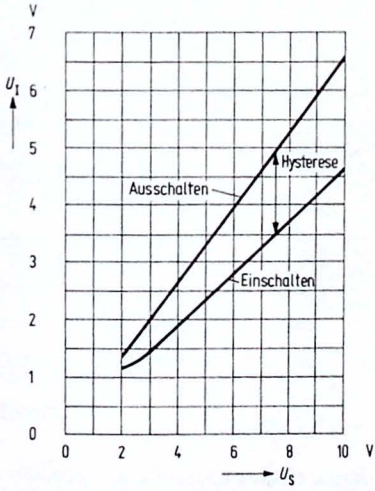
Stromaufnahme $I_{SH} = f(U_S)$
$I_Q = 0$ mA



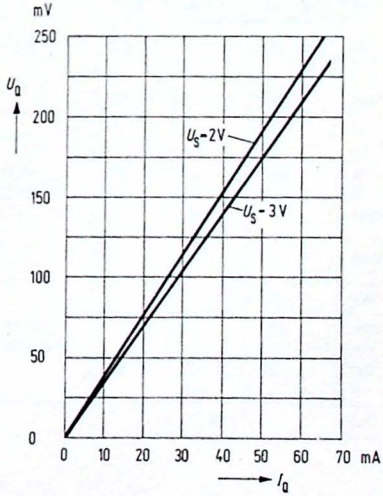
Stromaufnahme $I_{SL} = f(U_S)$
$I_Q = 40$ mA



Schaltschwelle $U_I = f(U_S)$



Restspannung $U_Q = f(I_Q)$

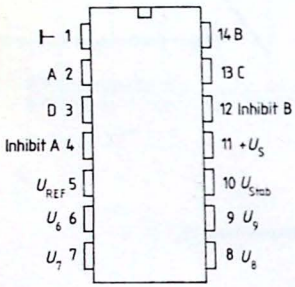


Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 965	Q67000-A982	P-DIP-14

Der Fensterdiskriminator TCA 965 eignet sich besonders für die Steuerungs- und Regelungstechnik als Nachlauf- bzw. Abgleichsteuerung mit Totzone sowie in der Meßtechnik zur Selektion von Gleichspannungen innerhalb einer bestimmten Toleranzbreite vom geforderten Sollwert. Als Schmitt-Trigger sind Schaltfrequenzen bis typ. 200 kHz möglich.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung, Ausgangsspannungen	U_S, U_Q	27	V
Differenz der Eingangsspannungen zwischen den Eingängen 6, 7 und 8	U_I	15	V
Eingangsspannung (Anschluß 9)	U_I	30	V
Ausgangsstrom (Anschluß 2, 3, 13, 14)	I_Q	50	mA
Ausgangsstrom der stab. Spannung (Anschluß 10)	I_Q	10	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75 bis 27	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

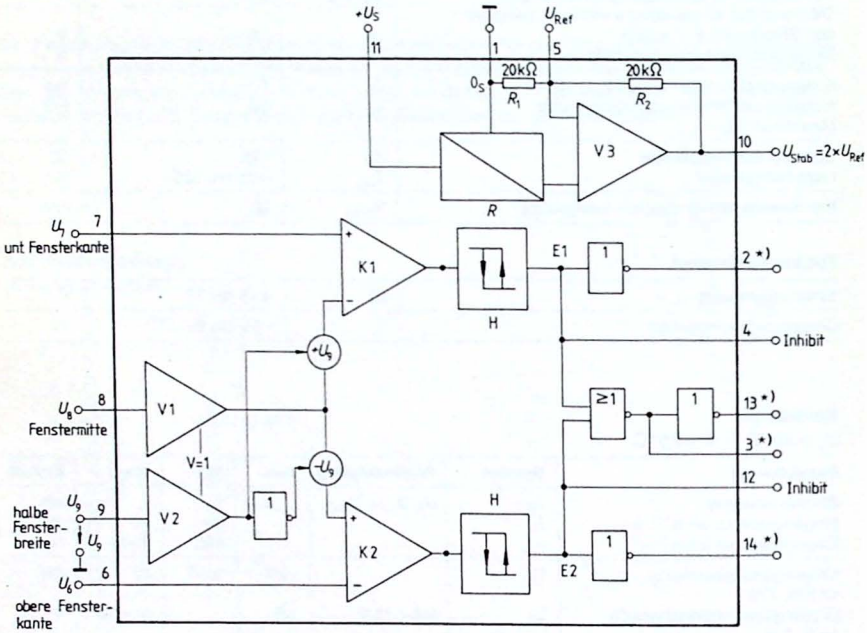
Kenndaten

$U_S = 10$ V, $T_U = +25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	U_2, $U_{13} = U_{QH}$		5	7	mA
Eingangsstrom an 6, 7, 8	I_I			20	50	nA
Eingangsstrom an 9	$-I_I$			400	3000	nA
Eingangsnullspannung an 6/8, 7/8	U_{I0}		−20	± 10	20	mV
Eingangsspannungsbereich an 6, 7, 8	U_I	$\Delta U_I < 13$ V	1,5		$U_S - 1{,}0$	V
Eingangsspannungsbereich an 9	U_I		50		$\frac{U_S}{2}$	mV
Differenzeingangsspannung	$U_6-(U_8-U_9)$				13	V
	$(U_8+U_9)-U_7$				13	V
Referenzspannung	U_5	$I_{REF} = 0$	2,8	3,0	3,2	V
Stabilisierte Spannung	U_{10}	$U_S > 7{,}9$ V	5,5	6	6,5	V
TK der Referenzspannung	αU_5			0,5		mV/K
Spannungsabhängigkeit der Referenzspannung	$\frac{\Delta U_5}{\Delta U_S}$			3		mV/V
Ausgangssperrstrom	I_{QH}				10	µA
Ausgangssättigungsspannung	U_{QL}	$I_Q = 10$ mA			200	mV
		$I_Q = 40$ mA			800	mV
Hysterese (Fensterkanten)	U_{Hy}		18	22	35	mV
Inhibitschwelle[1])	$U_{4,12}$			1,5		V
Inhibitstrom	$I_{4,12}$			−100		µA

[1]) Inhibition, wenn Anschluß 4 und 12 auf Masse liegen

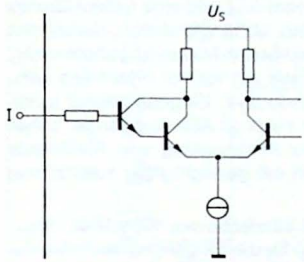
Blockschaltbild



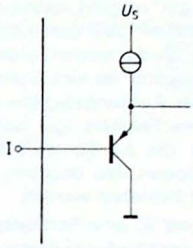
*) Offener Kollektor

Prinzipschaltungen

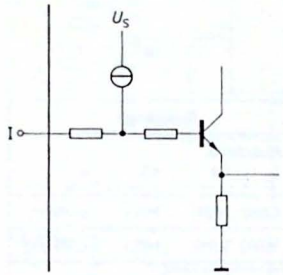
Eingänge
Anschluß 6, 7, 8



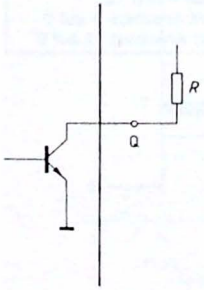
Anschluß 9



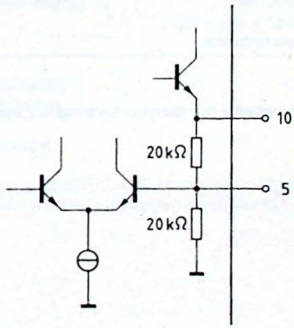
Anschluß 4, 12



Ausgänge
Anschluß 2, 3, 13, 14



Anschluß 5, 10



Schaltungsvorschläge

Der Fensterdiskriminator analysiert die Höhe der Eingangsspannung bezogen auf zwei Grenzen, die als Spannungen von außen eingegeben werden. Das Fenster, innerhalb dessen die Schaltung mit „gut" reagiert, kann entweder durch eine obere (U_6) und eine untere Grenze (U_7) eingegeben werden oder durch die Fenstermitte (U_8) und, abhängig davon, durch eine Spannung ΔU, (U_9), die der halben Fensterbreite entspricht und gegen Masse angeboten wird. An den Umschaltpunkten ist eine Schmitt-Triggercharakteristik mit kleiner Hysterese wirksam. Es stehen vier Ausgangssignale zur Verfügung, sie bedeuten: Eingangssignal innerhalb, außerhalb des Fensters (gut, schlecht) zu hoch, zu niedrig. Alle Ausgänge haben offene Kollektoren, die bis 50 mA aufnehmen können, zur Ansteuerung von Kleinrelais, Birnchen, Leuchtdioden. Alle üblichen Logikfamilien können mit geringfügiger zusätzlicher Beschaltung direkt betrieben werden.

Außerdem enthält der IC eine Referenzspannungsquelle mit einstellbarem Verstärker (U_{REF}) für die Erzeugung verschiedener Referenzspannungen (U_{Stab}) für die Eingänge. Die Referenzspannungsquelle ist weitgehend unabhängig von Temperatur und Versorgungsspannung. Sie bedarf zur Stabilisierung eines Kondensators von bis zu 10 µF (Elko) gegen Masse an Anschluß 10.

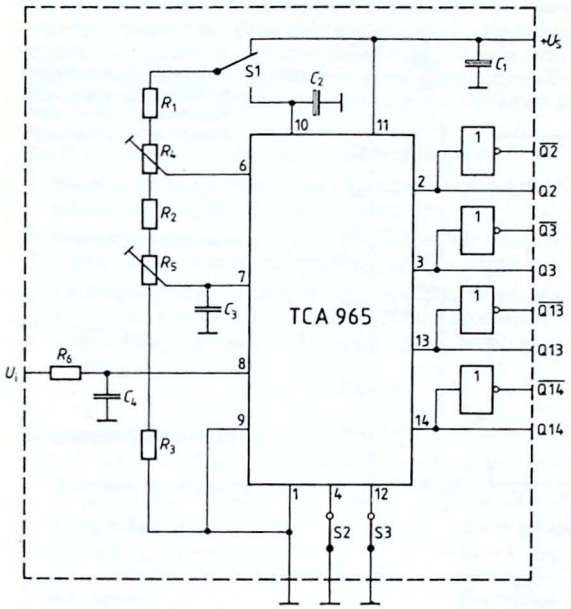
Logische Funktion (Wahrheitstabelle)

U_I	
Grundschaltung I $U_I = U_8$	Grundschaltung II $U_I = U_{6/7}$
$U_8 < (U_7 - U_9)$	$U_{6/7} > (U_8 + U_9)$
$U_8 > (U_6 + U_9)$	$U_{6/7} < (U_8 - U_9)$
$(U_6 + U_9) > U_8 > (U_7 - U_9)$	$(U_8 + U_9) > U_{6/7} > (U_8 - U_9)$
$U_6 + U_9$ _ _ obere Fensterkante $U_7 - U_9$ _ _ untere Fensterkante $(U_6 + U_9) - (U_7 - U_9)$ _ _ _ _ _ Fensterbreite	U_8 _ _ _ Fenstermitte U_9 _ _ _ halbe Fensterbreite (gegen Masse)

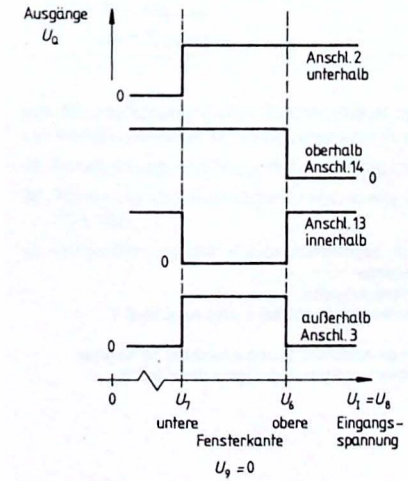
Ausgänge			
Anschluß 2	14	13	3
L(H)	H(H)	H(L)	L(H) x)
H(H)	L(H)	H(L)	L(H) xx)
H	H	L	H
Werte in Klammern gelten für externe Inhibition über die Anschlüsse 4 und 12 x) Inhibit Anschluß 4 auf 0 xx) Inhibit Anschluß 12 auf 0			

Wahrheitstabelle (für Blockschaltung in Zusammenhang mit Grundschaltung I und II)

Grundschaltung I



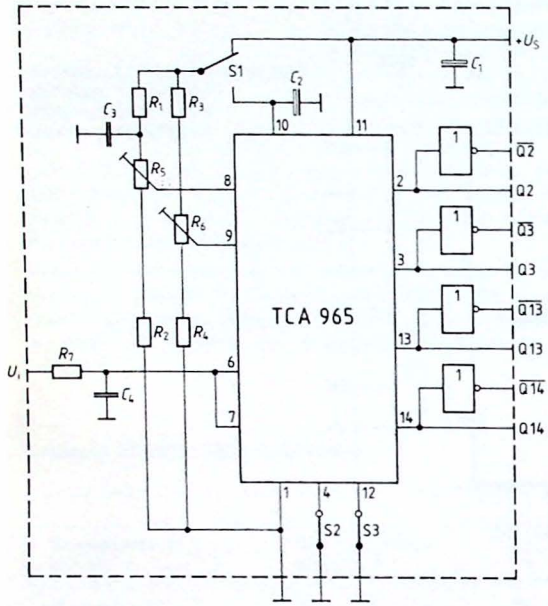
Ausgänge: Anschluß 2 „unterhalb"
Anschluß 3 „außerhalb"
Anschluß 13 „innerhalb"
Anschluß 14 „oberhalb"



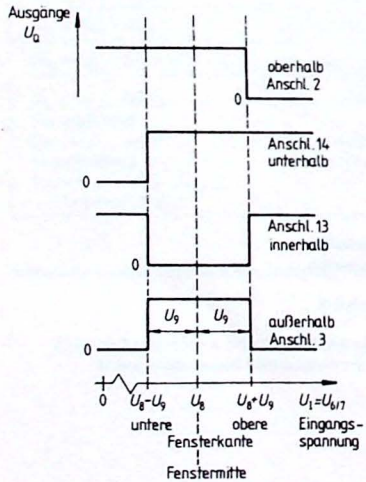
U_7: untere Schwelle
U_6: obere Schwelle
U_9: 0 V
U_i: an Anschluß 8

Die Ausgänge Anschluß 2 und Anschluß 14 können extern inhibiert werden und liegen dann auf H.

Grundschaltung II



Ausgänge: Anschluß 2 „oberhalb"
Anschluß 3 „außerhalb"
Anschluß 13 „innerhalb"
Anschluß 14 „unterhalb"



U_8: Fenstermitte
U_9: ±1/2 Fensterbreite
U_1: gemeinsam an Anschluß 6 und Anschluß 7

Die Ausgänge Anschluß 2 und Anschluß 14 können extern inhibiert werden und liegen dann auf H.

Beispiele für die Leiterkartenauslegung der Grundschaltungen I und II

Die Eingänge des Fensterdiskriminators TCA 965 haben Schmitt-Trigger-Charakteristik. Trotzdem besteht bei einer sehr langsam durch die Schaltschwelle wandernden Eingangsspannung die Gefahr, daß der betreffende Ausgang schwingt, ehe er den neuen Schaltzustand eindeutig annimmt. Nachfolgende Leiterkarten wurden speziell im Hinblick auf dieses Verhalten entworfen und bieten größtmögliche Sicherheit gegen Schwingungen.

Die Ursachen dieses Verhaltens sind im einzelnen:

1. **Rückkopplungswirkung** der geschalteten Last auf die Fensterkantenspannung durch Be- oder Entlastung der Speisespannung.
2. **Brummspannungen,** die dem Eingangssignal oder den von der Speisespannung abgeleiteten Fensterkantenspannungen überlagert sind.
3. **Leitungsführung** auf der Platine ungünstig, wenn die Spannungsteiler für die Fensterkanten an einen Punkt der Masseführung angebunden sind, der sein Potential aufgrund von Lastsprüngen ändert. Anschluß 1 des TCA 965 kann 2x50 mA Laststrom gegen Masse führen.

Abhilfemaßnahmen zu 1.

Grenzbedingungen für schwingfreien Betrieb	
Grundschaltung I $U_6 = k \cdot U_S, U_7 = k' \cdot U_S$	Grundschaltung II $U_8 = k \cdot U_S, U_9 = k' \cdot U_S$
Bedingung $k \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$ $k' \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$	Bedingung $(k + k') \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$

Bei Nichterfüllung dieser Bedingungen nützt kein Abstützen der Fensterkantenspannungen mit Kondensatoren, sondern alternativ je eine der drei Maßnahmen:

- Verwendung von U_{Stab} zur Ableitung der Fensterkantenspannungen
- Trennung der Versorgungsspannung U'_S für die Last von der Speisespannung U_S des TCA 965
- Vergrößerung der Kantenhysterese entsprechend technischer Mitteilung zum TCA 965

zu 2.

Grenzbedingung

$U_{Br,\,SS}/2 < U_{Hy,\,min}$

Für die Einhaltung der Grenzbedingung ist, je nach Grundschaltung, die Summe der Brummspannungen maßgebend, die am betrachteten Komparator zur Wirkung kommt. Als Entstörmaßnahmen werden vorgeschlagen:

Absieben der Eingangs- und Fensterkantenspannung,

Vergrößerung der Kantenhysterese.

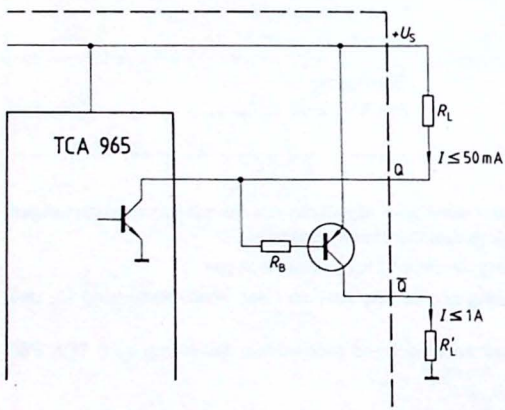
zu 3.

Die Platinenvorschläge für die beiden Grundschaltungen zeigen eine optimale Masseführung zu den Spannungsteilern für die Fensterkanten mit einer Absiebung der Speisespannung unmittelbar an dem IC.

Wenn mehrere der genannten Ursachen zusammentreffen, ist mit den Abhilfemaßnahmen in der vorgeschlagenen Reihenfolge vorzugehen.

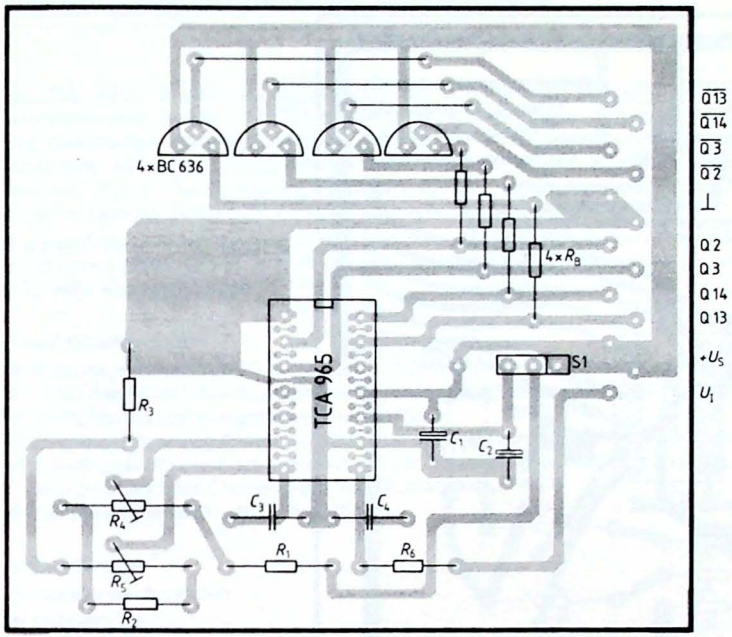
Ausgangsbeschaltung

An den Ausgängen des TCA 965 wurden zusätzlich Treiberstufen entsprechend nachfolgendem Schema vorgesehen, um Lastströme bis 1 A zu schalten (Ausgänge $\overline{Q}$).



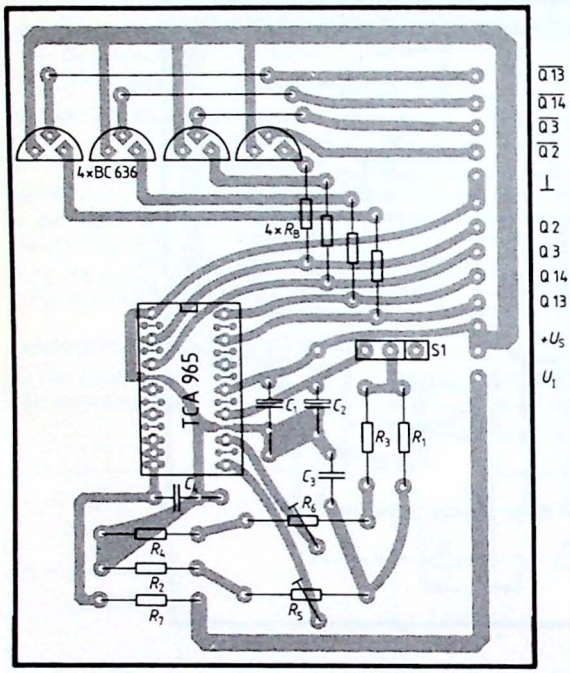
Platine und Bestückungsplan

Grundschaltung I



Platine und Bestückungsplan

Grundschaltung II
(ohne Inhibit-Schalter S2 und S3)



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4951	Q67000-A8266	P-DIP-14
TLE 4951 G	Q67000-A8267	P-DSO-14 (SMD)

Der TLE 4951 dient zur Überwachung der Funktionsfähigkeit vom Stromkreisen, insbesondere der Funktion von Glühlampen im Automobil. Die Integrierte Schaltung enthält vier gleichartige Komparatorstufen, deren logische Funktion einem Exklusiv-Oder-Gatter entspricht. Mit jedem Komparator können über die Spannungsabfälle an Shunt-Widerständen (R_S) in der positiven Versorgungsleitung wahlweise Lampenpaare oder auch einzelne Lampen überwacht werden **(s. Anwendungsschaltung 1 und 2).**

Aufgrund der kleinen Eingangsdifferenzströme ist es möglich, Schutzwiderstände (R_V) vorzuschalten. Damit ergibt sich eine hohe **Zerstörsicherheit** gegenüber im Automobil auftretenden Störspannungen.

Besondere Merkmale

- Eingangsströme max. 25 µA, so daß Schutzwiderstände vorgeschaltet werden können.
- Hohe Zerstörsicherheit gegenüber im Automobil vorkommenden Überspannungen.
- Versorgungsspannungsbereich 4,5 bis 32 V.
- Eingangsspannungsbereich bis 32 V, unabhängig von der Versorgungsspannung.
- Schaltschwelle der Komparatoren von der Versorgungsspannung abhängig, entsprechend der Charakteristik von Glühlampen.
- Temperaturbereich −40 °C bis 125 °C.

Anwendungen

Stromüberwachung von

- Glühlampen
- Elektromotoren
- Relais
- Glühkerzen
- Stromkreisen

besonders gut geeignet für

- Automobilelektronik
- Industrieanlagen

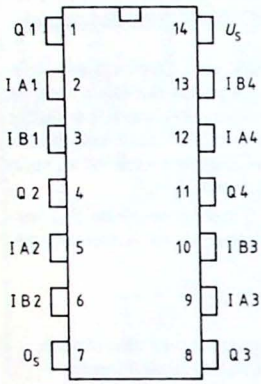
Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält 4 identische Vergleichsschaltungen. Jeder dieser Funktionsblöcke besitzt zwei gleichwertige Eingänge und einen Open-Kollektor-Ausgang Q. Unterscheiden sich die Spannungen um mehr als ca. 15 mV, ändert sich der Schaltzustand von H (nichtleitend) nach L (durchgeschaltet).

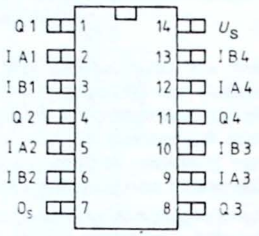
Bei der Eingangsspannung $< 4{,}5$ V an beiden Eingängen kann der Ausgang unabhängig von der Eingangsdifferenzspannung in den gesperrten Zustand (H-Zustand) übergehen. Bei einer Eingangsspannung $< 2{,}0$ V ist der Ausgang sicher gesperrt.

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TLE 4951 G



TLE 4951



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang 1
2 3	IA1 IB1	Eingang A1 Eingang B1
4	Q2	Ausgang 2
5 6	IA2 IB2	Eingang A2 Eingang B2
7	0_S	Masse
8	Q3	Ausgang 3
9 10	IA3 IB3	Eingang A3 Eingang B3
11	Q4	Ausgang 4
12 13	IA4 IB4	Eingang A4 Eingang B4
14	U_S	Speisespannung

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Versorgungsspannung	U_S	−0,5	32	V	
Eingangsspannungen	$U_{A,B}$	−45	45	V	
Ausgangsspannungen	U_Q	−0,5	32	V	
Ausgangsstrom	I_Q		40	mA	
Strom durch Schutzstrukturen am Versorgungsanschluß U_S	I_S	−600	600	mA	$t_d < 2$ ms
an den Ausgängen Q	I_{SQ}	−400	400	mA	$t_d < 2$ ms
Wärmewiderstand System-Umgebung TLE 4951	$R_{th\ SU}$		75	K/W	
TLE 4951 G	$R_{th\ SU}$		125	K/W*)	

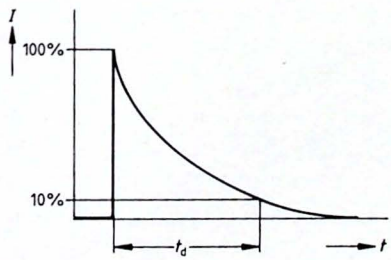
Funktionsbereich

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	4,5	32	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40	125	°C
Eingangsgleichtaktbereich unabhängig von U_S	U_{GI}	4,5	32	V
Eingangsdifferenzspannung	U_{Diff}		100	mV

Kurzzeitig zulässige Überspannungen mit Vorwiderständen R_V:

$+U_{A,B}$; U_S, Q = $I_{SA,B}$; U_S, Q · $R_{VA,B}$, U_S, Q +32 V

$-U_{A,B}$; U_S, Q = $-I_{SA,B}$; U_S, Q · $R_{VA,B}$, U_S, Q



*) 75 K/W Keramiksubstrat

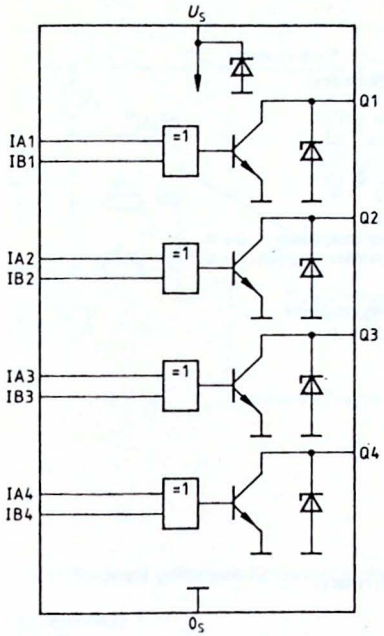
Kenndaten

$T_U = -30\,°C \ldots +110\,°C$; $U_S = 10 \ldots 16\,V$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	Q1=Q2=Q3=Q4=H Q1=Q2=Q3=Q4=L	1			3 8	mA mA
Schaltschwelle mit $R_{VA,B}$ ohne $R_{VA,B}$ mit $R_{VA,B}$ ohne $R_{VA,B}$	 U_{Diff}* U_{Diff}* U_{Diff} U_{Diff}	 $U_S = 13{,}5\,V$, $R_V = 1\,k\Omega$ $U_S = 13{,}5\,V$ $4{,}5\,V < U_S < 5{,}5\,V$, $R_V = 1\,k\Omega$ $4{,}5\,V < U_S < 5{,}5\,V$	 2 1 2 1	 7 4 2 1,5	 14 8	 20 12 14 8	 mV mV mV mV
Eingangsstrom	$I_{A,B}$	$U_A = U_B$	1			25	µA
Restspannung	U_{QL}	$I_Q = 30\,mA$	1			0,4	V
Reststrom	I_{QH}	$U_{QH} = 32\,V$	1			10	µA

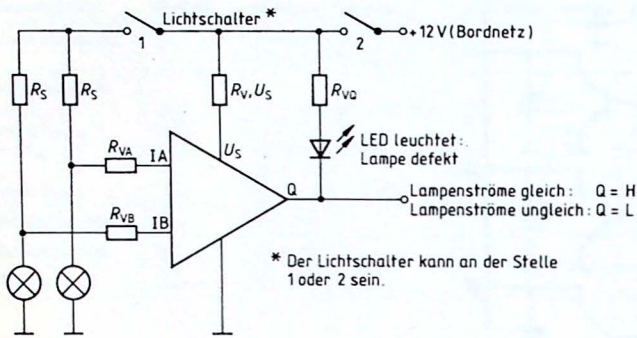
* $U_{Diff} = |\,U_A - U_B\,|$

Blockschaltbild

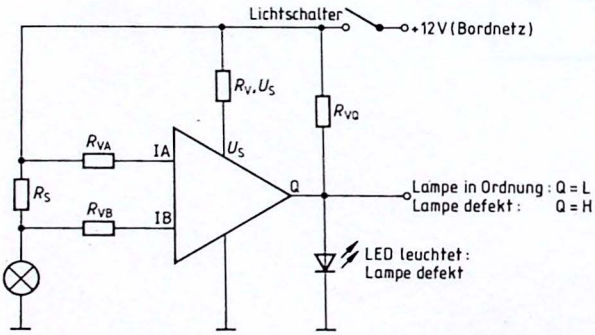


Anwendungsschaltungen

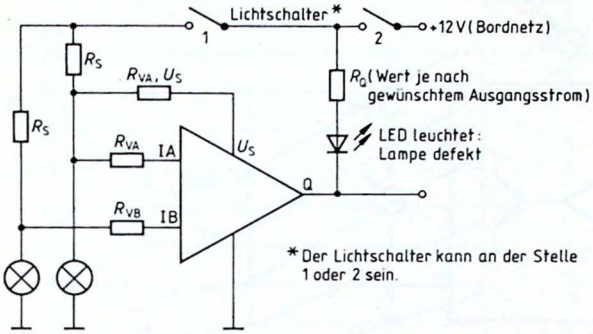
1. Differenzmessung



2. Absolutwertmessung

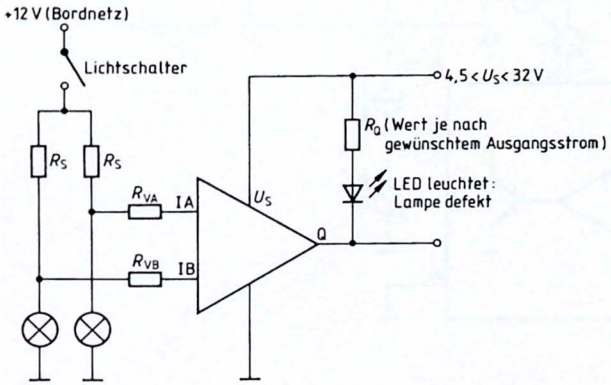


3. Versorgung aus dem Shunt-Widerstand (Funktion wie „1." Differenzmessung)



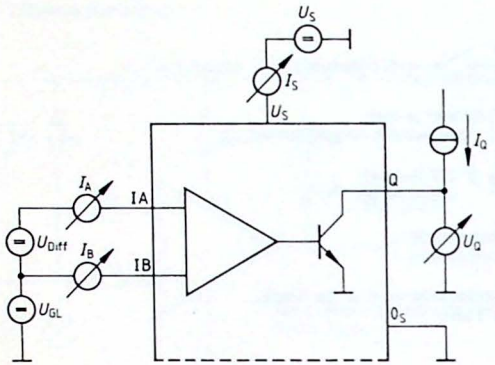
Empfohlene Schutzwiderstände $R_{VA,B}$ = 1 kΩ
R_{VA}, U_S = 100 Ω

4. Vom Bordnetz getrennte Spannungsversorgung (Funktion wie „1." Differenzmessung)

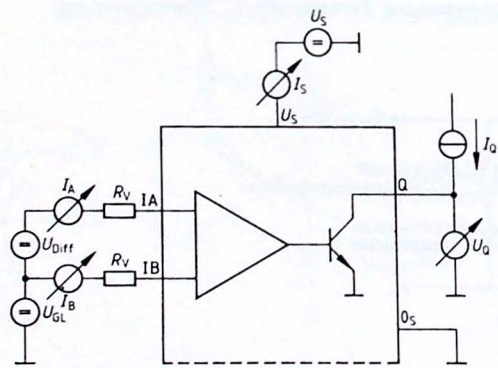


Empfohlene Schutzwiderstände: $R_{VA,B}$ = 1 kΩ

Meßschaltung 1

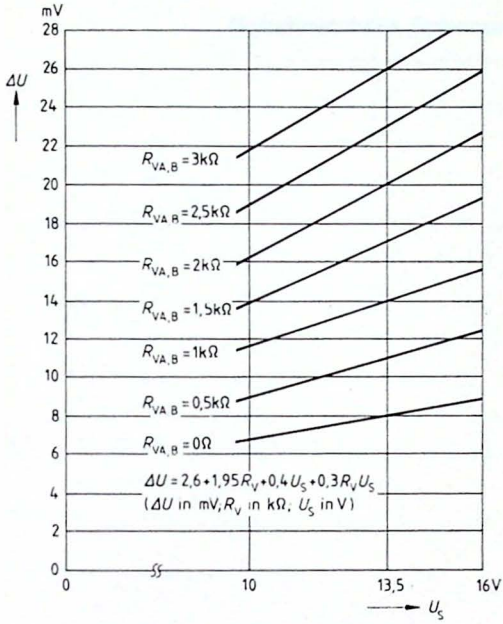


Meßschaltung 2



Differenz-Schaltspannung $\Delta U = f(U_S)$

Parameter: Schutzwiderstände an den Eingängen $R_{VA,B}$



Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich (V)	Temperaturbereich (°C)	Ausgangsspannung (V)	Max. Frequenz (kHz)	Unterspannungs-Abschaltung	Reset-Signal	typ. Ruhestrom-aufnahme (mA)	Treiberausgänge	Max. Ausgangsstrom (mA)	Standby	Strombegrenzung
PWM-Regler ICs												
TDA 4700	C-DIP-24	11 bis 30	–25 bis 85		100	●		12	2	70		●
TDA 4700 A	C-DIP-24	10,5 bis 30	0 bis 70		100	●		12	2	70		●
TDA 4718	C-DIP-18	11 bis 30	–25 bis 85		100	●		12	2	70		●
TDA 4718 A	P-DIP-18	10,5 bis 30	0 bis 70		100	●		12	2	70		●
TDA 4716 A	P-DIP-16	10,5 bis 30	0 bis 70		100	●		12	2	70		
TDA 4716 B	P-DIP-16	11 bis 30	–25 bis 85		100	●		12	2	70		●
TDA 4714 A	P-DIP-14	10,5 bis 30	0 bis 70		100	●		12	2	70	●	
TDA 4714 B	P-DIP-14	11 bis 30	–25 bis 85		100	●		12	1	70	●	●
TDA 4814 A	P-DIP-14	9,6 bis 14	–25 bis 85			●		5	1	+400 −300	●	●
TDA 4918 A	P-DIP-20	10 bis 30	–40 bis 85		300	●		12	2	+700 −500	●	●
TDA 4918 G	P-DSO-20	10 bis 30	–40 bis 85		300	●		12	2	+700 −500	●	●
TDA 4919 A	P-DIP-20	10 bis 30	–40 bis 85		300	●		12	1	+700 −500	●	●
TDA 4919 G	P-DSO-20	10 bis 30	–40 bis 85		300	●		12	1	+700 −500	●	●
Low-Drop-Festspannungsregler												
TLE 4258	P-T66-7	6 bis 24	–40 bis 150	5			●	2	1	750	●	●
TLE 4260	P-T66-5	6 bis 28	–40 bis 150	5			●	500µA	1	500	●	●

SMD = Surface Mounted Device

Integrierte Steuerschaltungen für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)

Die SNT-IC-Familie TDA 47xx umfaßt vier Grundtypen, die je nach Anwendung eine optimale Anpassung an das jeweils gewünschte SNT-Konzept bieten. Sie enthalten alle die wichtigsten Grundfunktionen, die für moderne SNTs heute Grundvoraussetzung sind, wie Vorsteuerung, weicher Anlauf, dynamische Strombegrenzung, Fehlerkomparatoren, Referenzspannungsquelle, IC-Unterspannungsabschaltung und Gegentaktausgänge mit offenem Kollektor.

TDA 4714 A; B ist die wirtschaftlichste Ausführung. TDA 4700; A ist die Ausführung mit dem größten Funktionsumfang.

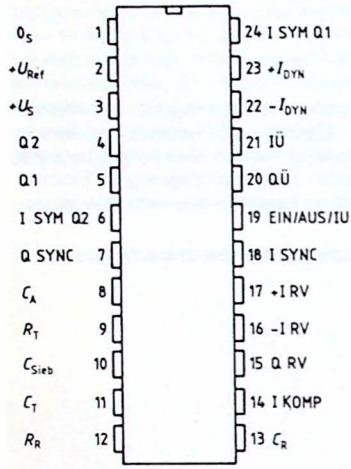
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4700	Q67000-Y595	C-DIP-24
S TDA 4700 A	Q67000-Y594	P-DIP-24

Dieser universell anwendbare Schaltnetzteilsteuerbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

Unsere SNT-ICs bieten neben einer merklichen Reduzierung des Bauteileaufwandes eine Vielzahl von Vorteilen:

- Vorsteuerung (Netzbrumm-Unterdrückung)
- Symmetrieeingänge für Gegentaktwandler
- Dynamische Ausgangsstrombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelplusunterdrückung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_S	Masse 0 V
2	$+U_{REF}$	Referenzspannung U_{REF}
3	$+U_S$	Versorgungsspannung U_S
4	Q2	Ausgang Q2
5	Q1	Ausgang Q1
6	I SYM Q2	Symmetrie Q2
7	Q SYNC	Synchron-Ausgang Q
8	C_A	Weicher Anlauf C_A
9	R_T	VCO R_T
10	C_{Sieb}	Kapazität C_{Sieb}
11	C_T	VCO C_T
12	R_R	Rampengenerator R_R
13	C_R	Rampengenerator C_R
14	I KOMP	Eingang Komparator
15	Q RV	Ausgang Regelverstärker
16	−I RV	Eingang Regelverstärker (−)
17	+I RV	Eingang Regelverstärker (+)
18	I SYNC	Synchroneingang
19	EIN/AUS/IU	Ein/Aus, Unterspannung
20	QÜ	Ausgang Überspannung
21	IÜ	Eingang Überspannung
22	$-I_{DYN}$	Dyn. Strombegrenzung (−)
23	$+I_{DYN}$	Dyn. Strombegrenzung (+)
24	I SYM Q1	Symmetrie Q1

Schaltungsbeschreibung

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an C_{Sieb}. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).

Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an C_{Sieb} einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden. Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K2

Die beiden Pluseingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Regelverstärker K1

Bei K1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benützt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Pluseingang des Komparators K2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K1 reicht von 0 V bis +5 V.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K7 oder bei Abschaltsignal von K2 die Ausgänge ab.

Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

Komparator K4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K5, K6, K8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet. Der Ausgang von K5 kann auf den Eingang zurückgeführt werden. Als Folge wird nach Wegfall der Überspannung nicht wieder eingeschaltet. Die Überspannungsankopplung muß dann aber hochohmig durchgeführt werden.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Symmetrie

Bei Gegentaktwandlern muß die Sättigung des Transformatorkerns verhindert werden. Mit einer externen Schaltung läßt sich der Sättigungsgrad des Transformators bestimmen, und in Abhängigkeit davon können an den Symmetrieeingängen die Aktivzeiten der Ausgänge unsymmetrisch verkürzt werden.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale Low-Zeit beträgt 0,7 V.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Symmetrie 1, 2	U_{SYM}		−0,3	33	V
Synchron Ausgang	$U_{SYNC\,Q}$	SYNC Q high	−0,3	7	V
	$I_{SYNC\,Q}$	SYNC Q low	0	10	mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC\,I}$		−0,3	33	V
Eingang C_{Sieb}	$U_{I\,CS}$		−0,3	7	V
Eingang R_T	$U_{I\,RT}$		−0,3	7	V
Eingang C_T	$U_{I\,CT}$		−0,3	7	V
Eingang R_R	$U_{I\,RR}$		−0,3	7	V
Eingang C_R	$I_{I\,CR}$		−10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K6, K7	$U_{I\,K}$		−0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q\,K5}$		−0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I\,RV}$		−0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q\,RV}$		−0,3	U_S-1	V
				max. 7	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	$U_{I\,CA}$		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TDA 4700	$R_{th\,SU}$			65	K/W
TDA 4700 A	$R_{th\,SU}$			65	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		10,5	30	V
Umgebungstemperatur					
TDA 4700	T_U		−25	85	°C
TDA 4700 A	T_U		0	70	°C
VCO-Frequenz	f		40	250 000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250 000	Hz

Kenndaten

$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	$C_T = 1$ nF, $f_{VCO} = 100$ kHz	8		20	mA
Referenz						
Referenzspannung	U_{REF}	0 mA < I_{REF} < 5 mA	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	14 V ± 20%		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	25 V ± 20%		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	0 mA < I_{REF} < 5 mA			15*)	mV
Temperaturkoeffizient	TK			0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}			10		mA
Oszillator (VCO)						
Frequenzbereich	f_{VCO}		40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	14 V ± 20%		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	25 V ± 20%	−1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0$, $\Delta C_T = 0$	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn	t	$C_T = 1$ nF		1		µs
	t	$C_T = 10$ nF		10		µs
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	kΩ
*) Bei T_U 0 °C bis 70 °C verringert sich der Wert auf max. 5 mV						
Rampengenerator						
Frequenzbereich	f		40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}		0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}			1/4		
Synchronisation						
Synchron Ausgang	$U_{Q\,H}$	$I_{Q\,H} = -200$ µA	4			V
	$U_{Q\,L}$	$I_{Q\,L} = 1{,}6$ mA			0,4	V
Synchron Eingang	$U_{I\,H}$		2			V
	$U_{I\,L}$				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	µA
Komparator K2						
Eingangsstrom	$-I_{I\,K2}$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{AUS}				500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\,K2}$	für Tastverhältnis $\nu = 0$		1,8		V
	$U_{I\,K2}$	ν = max		5		V
Gleichtaktbereich	$U_{I\,C}$		0		5,5	V

2) siehe Seite 191

Kenndaten

$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Weicher Anlauf K3, K4						
Ladestrom für C_A	$I_{L\,CA}$			6		µA
Entladestrom für C_A	$I_{E\,CA}$			2		µA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}			1,5		V
Regelverstärker						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Temperaturkoeffizient von U_{EOS}	TK		−30		30	µV/K
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5	V
Ausgangsstrom	I_Q		−3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$			1		V/µs
Transitfrequenz	f_T			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{Q\,H/L}$	$-3\,mA < I < 1,5\,mA$	1,5		5,5	V
Symmetrie						
Eingangsspannung	$U_{I\,H}$		2,0			V
	$U_{I\,L}$				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausgangsstufen Q1, Q2						
Ausgangsspannung	$U_{Q\,H}$				30	V
	$U_{Q\,L}$	$I_Q = 20\,mA$			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q	$U_{Q\,H} = 30\,V$			2	µA
EIN, AUS, Unterspannung K6						
Schaltspannung	U		$U_{REF}-30\,mV$		$U_{REF}+30\,mV$	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns

[1]) siehe Seite 191

Kenndaten

$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbole	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Dynamische Strombegrenzung K7						
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[2])	t			50		ns
Überspannung K5						
Schaltspannung	U		U_{REF}−30mV		U_{REF}+30mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausgangsstrom	$-I_Q$	$U_{QHmin} = 5$ V	0		200	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns
Versorgungsunterspannung						
Einschaltschwelle für U_S	U_S	$0\,°C < T_U < 70\,°C$	8,8		11	V
steigend					10,5	V
Abschaltschwelle für U_S	U_S	$0\,°C < T_U < 70\,°C$	8,5		10,5	V
fallend					10	V
Eingang C_{Sieb}						
Nennspannung für Nennfrequenz	U_{NCS}			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich	U_{NCS}		3		5	V
Spannung bei offenem Sync-Eingang	U_{CS}			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion $U_{REF} = -100$ mV ⇀ $U_{REF} = +100$ mV
2) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV ⇀ $\Delta U = +100$ mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

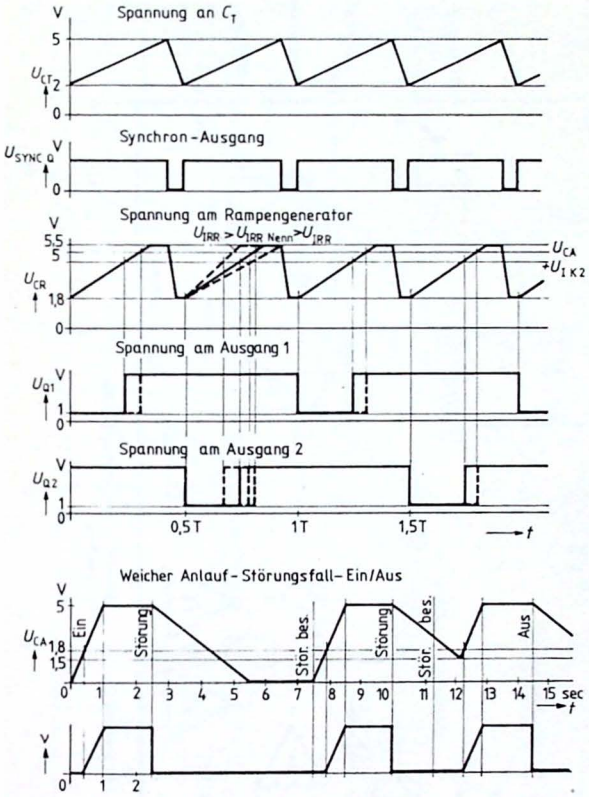
5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden

6) Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen und Verbinden seines Ausgangs mit dem freien Eingang von K 2

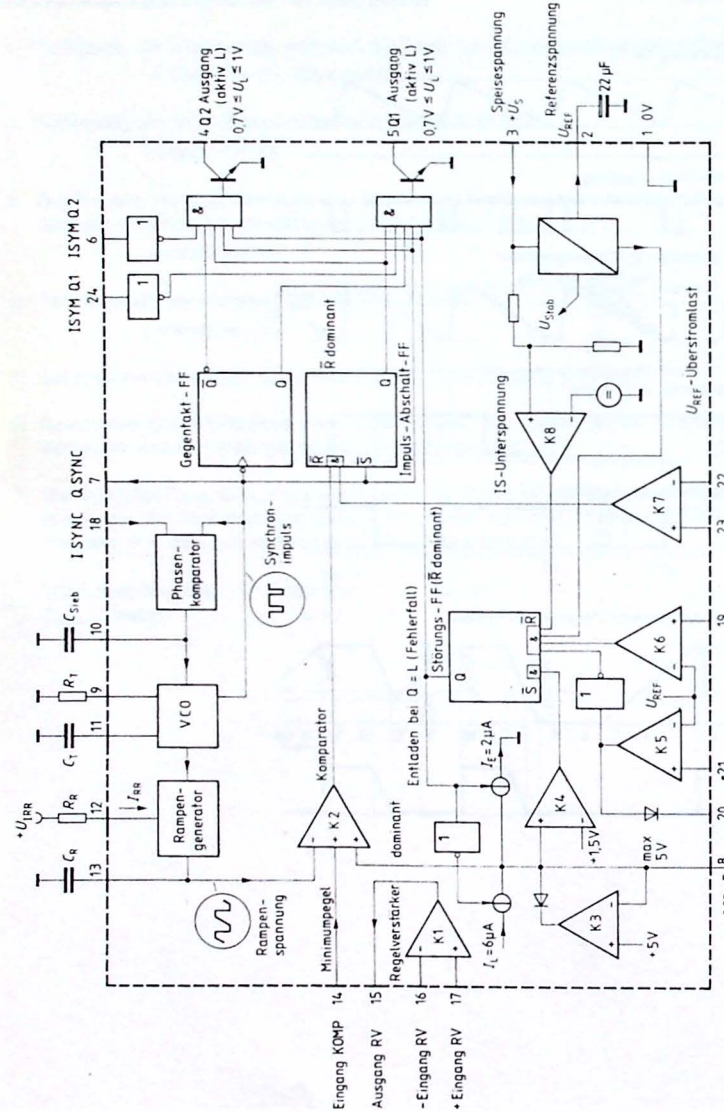
7) Die Kapazität C_{Sieb} ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein mit Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
C_{Sieb} günstig:	10 nF	1 µF

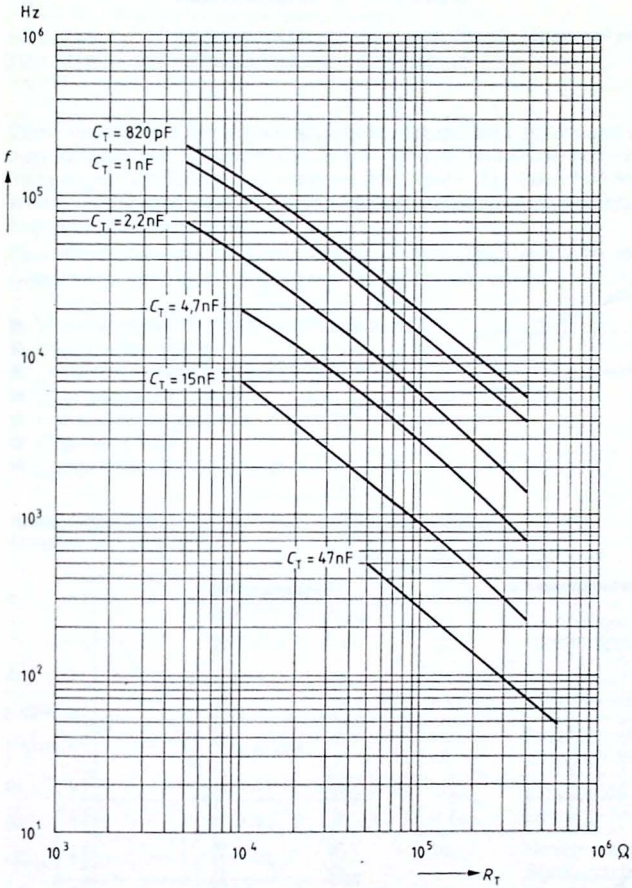
Impulsdiagramm



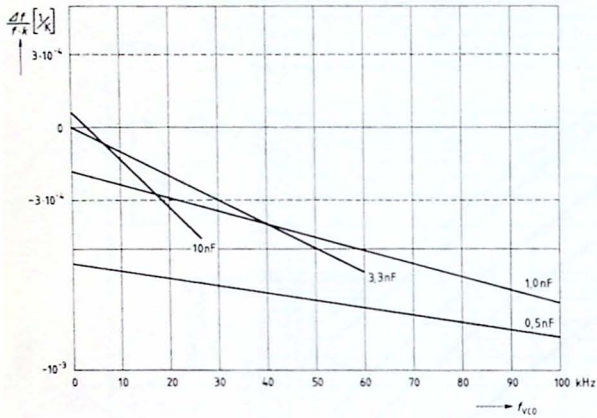
Blockschaltbild



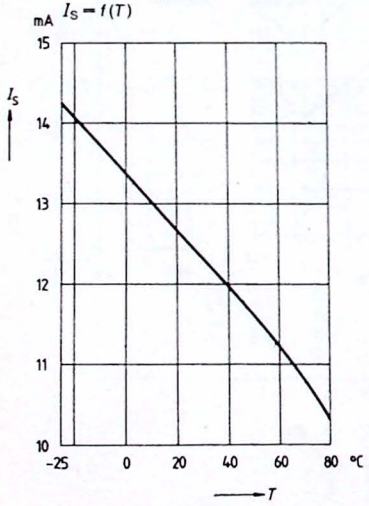
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



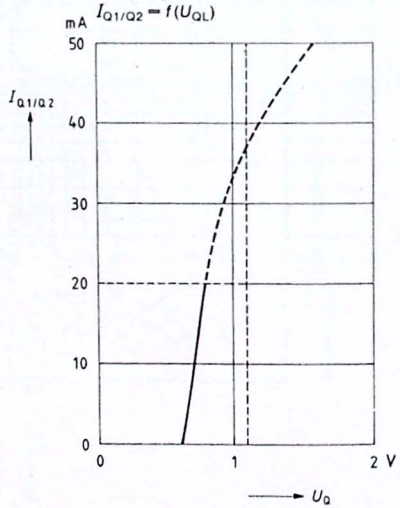
Temperaturgang VCO
$U_S = 12\,V$, $\nu = \max$
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K}\left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



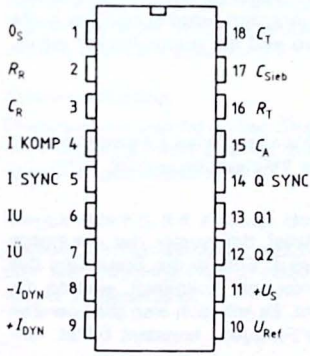
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4718	Q67000-Y638	C-DIP-18
TDA 4718 A	Q67000-Y639	P-DIP-18

Diese 18polige Schaltnetzteilsteuerschaltung beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal- und Halbbrückenschaltungen benötigt werden. Neben den Steuerfunktionen enthält der Schaltkreis Operationsverstärker, die im elektrischen Betrieb Fehler erkennen und entsprechende Schutzfunktionen auslösen.

Eine PPL-Schaltung zur Synchronisation zählt neben den folgenden Einzelheiten zu den besonderen Vorzügen dieses komfortablen Schaltkreises:

- Vorsteuerung (Netzbrummunterdrückung)
- Gegentaktausgänge
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelpulsunterdrückung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_S	Masse 0 V
2	R_R	Rampengenerator R_R
3	C_R	Rampengenerator C_R
4	I KOMP	+ Eingang Komparator K2
5	I SYNC	Synchroneingang
6	I U	Eingang Unterspannung, Ein/Aus
7	I Ü	Eingang Überspannung
8	$-I_{DYN}$	Eingang dyn. Strombegrenzung (–)
9	$+I_{DYN}$	Eingang dyn. Strombegrenzung (+)
10	U_{REF}	Referenzspannung U_{REF}
11	$\pm U_S$	Speisespannung U_S
12	Q2	Ausgang Q2
13	Q1	Ausgang Q1
14	Q SYNC	Synchronausgang
15	C_A	Weicher Anlauf
16	R_T	VCO R_T
17	C_{Sieb}	Kapazität C_{Sieb}
18	C_T	VCO C_T

Schaltungsbeschreibung

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an C_{Sieb}. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K 2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeiten („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).

Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an C_{Sieb} einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden. Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K 2

Die beiden Pluseingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K 7 oder bei Abschaltsignal von K 2 die Ausgänge ab.

Komparator K 3

K 3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K 2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 Volt aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflop geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 6, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Synchron Ausgang	$U_{SYNC\,Q}$	SYNC Q high	−0,3	7	V
	$I_{SYNC\,Q}$	SYNC Q low	0	10	mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC\,I}$		−0,3	33	V
Eingang C_{Sieb}	$U_{I\,CS}$		−0,3	7	V
Eingang R_T	$U_{I\,RT}$		−0,3	7	V
Eingang C_T	$U_{I\,CT}$		−0,3	7	V
Eingang R_R	$U_{I\,RR}$		−0,3	7	V
Eingang C_R	$I_{I\,CR}$		−10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K6, K7	$U_{I\,K}$		−0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q\,K5}$		−0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	$U_{I\,CA}$		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TDA 4718	$R_{th\,SU}$			70	K/W
TDA 4718 A	$R_{th\,SU}$			60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		10,5	30	V
Umgebungstemperatur TDA 4718	T_U		−25	85	°C
TDA 4718 A	T_U		0	70	°C
VCO-Frequenz	f		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250000	Hz

Kenndaten

$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25°$ bis $+85°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	$C_T = 1$ nF, $f_{VCO} = 100$ kHz	8		20	mA
Referenz						
Referenzspannung	U_{REF}	0 mA < I_{REF} < 5 mA	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	14 V ± 20%		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	25 V ± 20%		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	0 mA < I_{REF} < 5 mA			15*)	mV
Temperaturkoeffizient	TK		-	0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}			10		mA
Oszillator (VCO)						
Frequenzbereich	f_{VCO}		40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	14 V ± 20%		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	25 V ± 20%	−1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0, \Delta C_T = 0$	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn	t	$C_T = 1$ nF		1		µs
	t	$C_T = 10$ nF		10		µs
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	kΩ
*) Bei T_U 0 °C bis 70 °C verringert sich der Wert auf max. 5 mV						
Rampengenerator						
Frequenzbereich	f		40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}		0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}			1/4		
Synchronisation						
Synchron Ausgang	$U_{Q\,H}$	$I_{Q\,H} = -200$ µA	4			V
	$U_{Q\,L}$	$I_{Q\,L} = 1{,}6$ mA			0,4	V
Synchron Eingang	$U_{I\,H}$		2			V
	$U_{I\,L}$				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	µA
Komparator K2						
Eingangsstrom	$-I_{I\,K2}$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{AUS}				500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\,K2}$	für Tastverhältnis				
		$\nu = 0$		1,8		V
		$\nu =$ max		5		V
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5,5	V

2) siehe Seite 203

Kenndaten

$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Weicher Anlauf K3, K4						
Ladestrom für C_A	$I_{L\,CA}$			6		µA
Entladestrom für C_A	$I_{E\,CA}$			2		µA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}			1,5		V
Ausgangsstufen Q1, Q2						
Ausgangsspannung	$U_{Q\,H}$				30	V
	$U_{Q\,L}$	$I_Q = 20$ mA			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q	$U_{Q\,H} = 30$ V			2	µA
EIN, AUS, Unterspannung K6						
Schaltspannung	U		U_{REF}–30mV		U_{REF}+30mV	V
Eingangsstrom	$-I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns
Dynamische Strombegrenzung K7						
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[2])	t			50		ns
Überspannung K5						
Schaltspannung	U		U_{REF}–30mV		U_{REF}+30mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns
Versorgungsunterspannung						
Einschaltschwelle für U_S	U_S	$0\,°C < T_U < 70\,°C$	8,8		11	V
steigend					10,5	V
Abschaltschwelle für U_S	U_S	$0\,°C < T_U < 70\,°C$	8,5		10,5	V
fallend					10	V
Eingang C_{sieb}						
Nennspannung für Nennfrequenz	U_{NCS}			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich	U_{NCS}		3		5	V
Spannung bei offenem Sync-Eingang	U_{CS}			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion $U_{REF} = -100$ mV ⇀ $U_{REF} = +100$ mV

2) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV ⇀ $\Delta U = +100$ mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

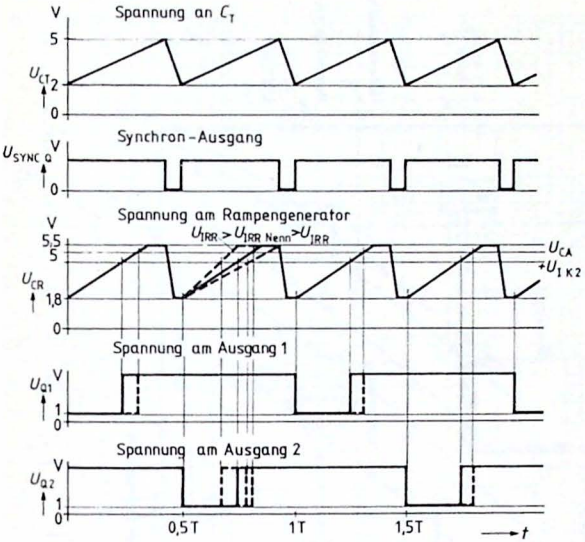
4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

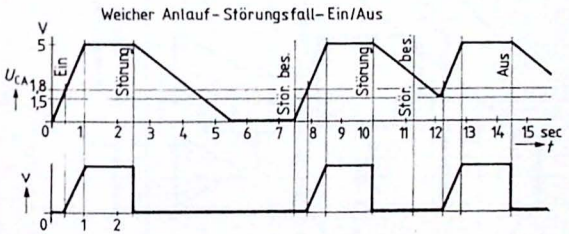
5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden

6) Die Kapazität C_{Sieb} ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein und Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

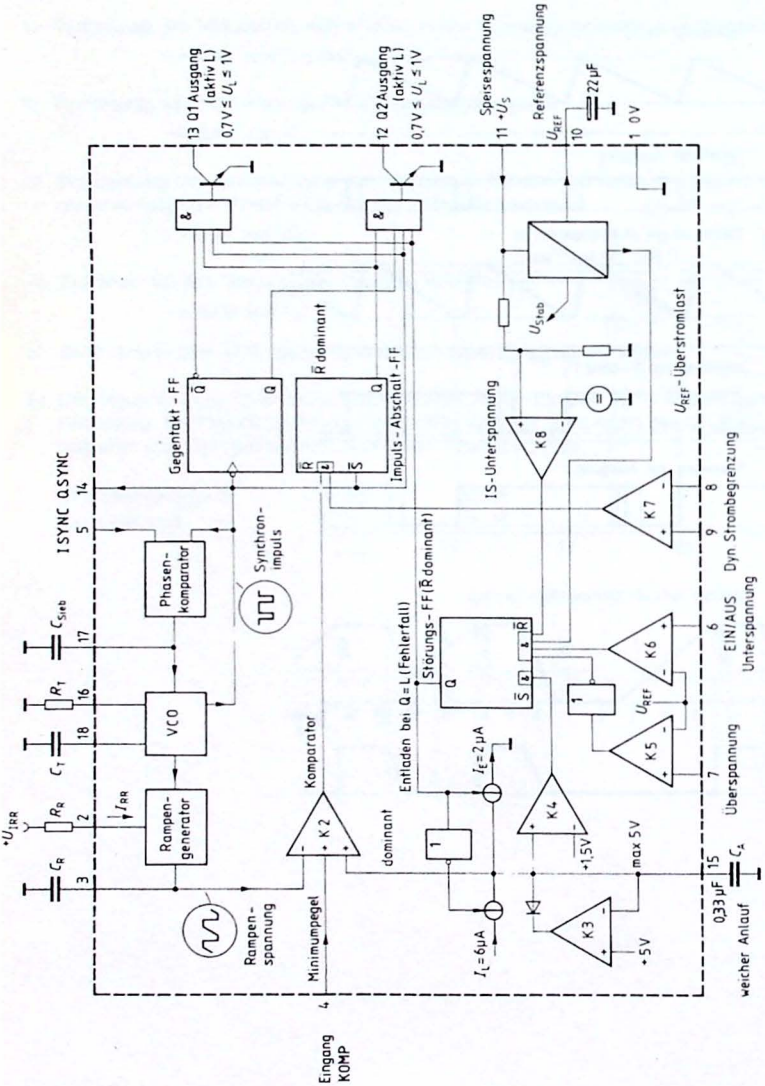
VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
C_{Sieb} günstig:	10 nF	1 µF

Impulsdiagramm

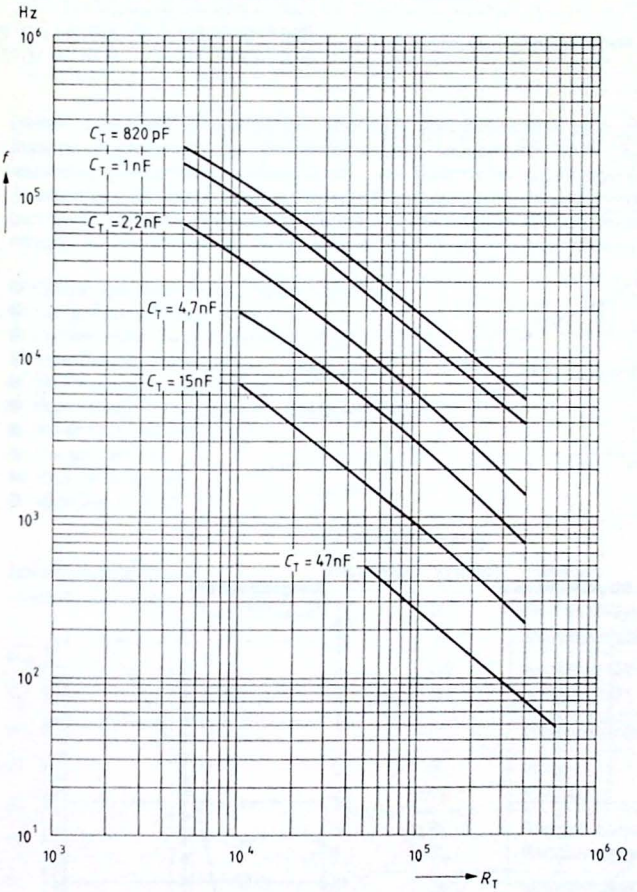




Blockschaltbild

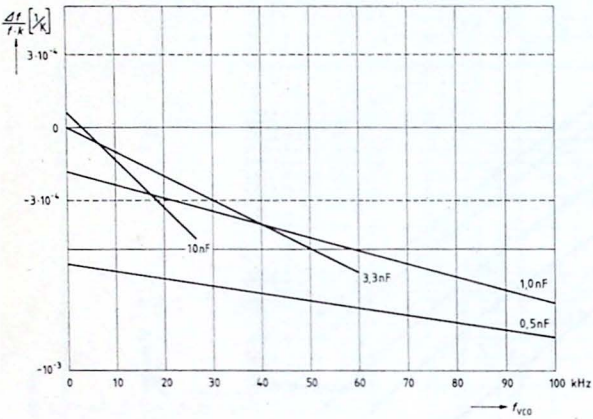


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

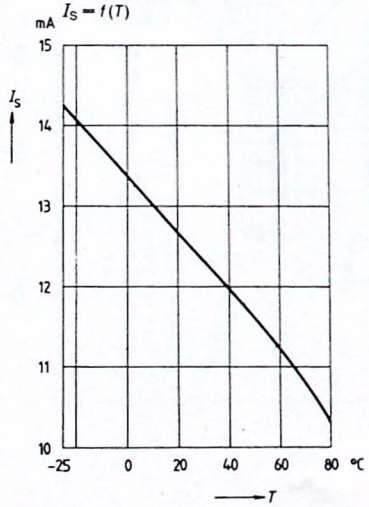


Temperaturgang VCO
$U_S = 12\ V, \nu = max$

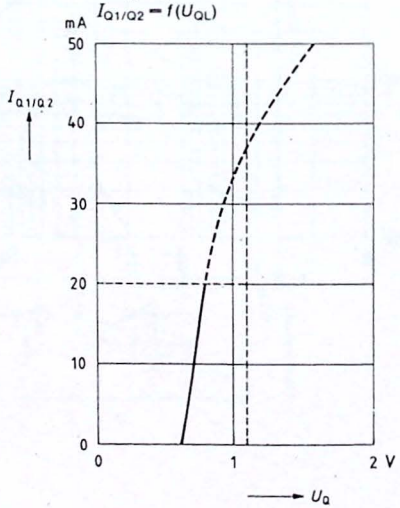
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K}\left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



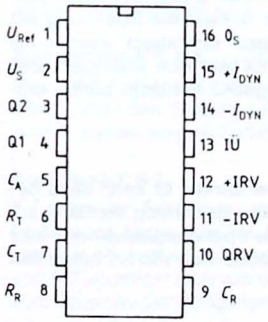
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4716 A	Q67000-Y865	P-DIP-16
TDA 4716 B	Q67000-Y870	

Dieser universell anwendbare 16polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelplusunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle (± 2% bei TDA 4716 B)
- Referenzüberlastschutz
- Vorsteuerung
- Regelverstärker
- Weicher Anlauf

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{REF}	Referenzspannung U_{REF}
2	U_S	Versorgungsspannung U_S
3	Q2	Ausgang Q2
4	Q1	Ausgang Q1
5	C_A	Weicher Anlauf C_A
6	R_T	VCO R_T
7	C_T	VCO C_T
8	R_R	Rampengenerator R_R
9	C_R	Rampengenerator C_R
10	QRV	Ausgang Regelverstärker
11	−IRV	Eingang Regelverstärker (−)
12	+IRV	Eingang Regelverstärker (+)
13	IÜ	Eingang Überspannung
14	$-I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (−)
15	$+I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (+)
16	0_S	Masse 0 V

Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K 2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z.B..Welligkeit der Eingangsspannung).

Gegentakt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K 2

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Regelverstärker K 1

Bei K 1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benutzt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators K 2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K 1 reicht von 0 V bis 5 V.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K 7 oder bei Abschaltsignal von K 2 die Ausgänge ab.

Komparator K 3

K 3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K 2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 V.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Bedingung	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Eingang R_T	$U_{I\,RT}$		−0,3	7	V
Eingang C_T	$U_{I\,CT}$		−0,3	7	V
Eingang R_R	$U_{I\,RR}$		−0,3	7	V
Eingang C_R	$I_{I\,CR}$		−10	10	mA
Eingang Komparator K5, K7	$U_{I\,K,\,5,\,7}$		−0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q\,K5}$		−0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I\,RV}$		−0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q\,RV}$		−0,3	U_S-1 max. 7 V	V V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q\,REF}$		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	$U_{I\,CA}$		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$			60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung TDA 4716 A	U_S		10,5	30	V
TDA 4716 B	U_S		11	30	V
Umgebungstemperatur TDA 4716 A	T_U		0	70	°C
TDA 4716 B	T_U		−25	85	°C
Frequenzbereich	f		40	100000	Hz
VCO-Frequenz	f_{VCO}		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250000	Hz

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A			TDA 4716 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Speisespannung	U_S	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	T_U	0		70	−25		85	°C
Stromaufnahme $C_T = 1$ nF $f_{VCO} = 100$ kHz	I_S	8		16	8		20	mA
Referenz								
Referenzspannung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
Spannungsänderung $U_S = 14$ V ± 20%	ΔU_{REF}		8			8		mV
Spannungsänderung $U_S = 25$ V ± 20%	ΔU_{REF}		15			15		mV
Spannungsänderung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	ΔU_{REF}			5			15	mV
Temperaturkoeffizient	TK		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}		10			10		mA
Oszillator (VCO)								
Frequenzbereich	f	40		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung $U_S = 14$ V ± 20%	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
Frequenzänderung $U_S = 25$ V ± 20%	$\Delta f/f$	−1		1	−1		1	%
Toleranz $\Delta R_T = 0$; $\Delta C_T = 0$	$\Delta f/f$	−7		7	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn:								
$C_T = 1$ nF	t		1			1		µs
$C_T = 10$ nF	t		10			10		µs
Beschaltung	C_t	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_t	5		700	5		700	kΩ
Rampengenerator								
Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H		5,5			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}	0		400	0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A min.	TDA 4716 A typ.	TDA 4716 A max.	TDA 4716 B min.	TDA 4716 B typ.	TDA 4716 B max.	Einheit
Komparator K2								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{aus}			500			500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\,K2}$							
Tastverhältnis								
$\nu = 0$			1,8			1,8		V
$\nu = \max$			5			5		V
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5,5	0		5,5	V
Weicher Anlauf K3, K4								
Ladestrom für C_A	I_{CAL}		6			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2			2		µA
Obere								
Begrenzungsspannung	U_{Begr}		5			5		V
Schaltspannung K4	$U_{K\,4}$		1,5			1,5		V
Regelverstärker								
Leerlaufverstärkung	V_U	60	80		60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	−10		10	−10		10	mV
Temperaturkoeffizient von U_{EOS}	TK	−30		30	−30		30	µV/K
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5	0		5	V
Ausgangsstrom	I_Q	−3		1,5	−3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$		1			1		V/µs
Transitfrequenz	f_T		3			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T		120			120		Grad
Ausgangsspannung $-3\ \text{mA} < I < 1{,}5\ \text{mA}$	$U_{QH/L}$	1,5		5,5	1,5		5,5	V
Ausgangsstufen Q1, Q2								
Ausgangsspannung	U_{QH}			30			30	V
$I_Q = 20\ \text{mA}$	U_{QL}			1,1			1,1	V
Ausgangsreststrom $U_{QH} = 30\ \text{V}$	I_Q			2			2	µA

[2]) siehe Seite 216

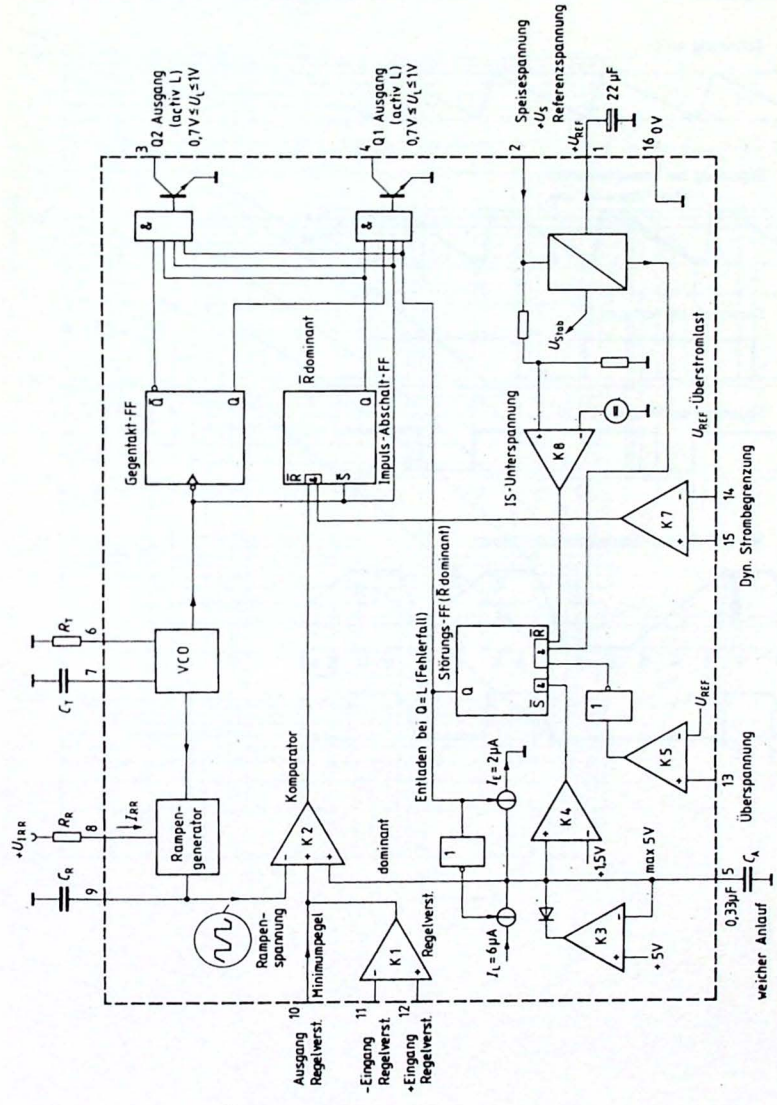
Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A min.	TDA 4716 A typ.	TDA 4716 A max.	TDA 4716 A min.	TDA 4716 A typ.	TDA 4716 A max.	Einheit
Dynamische Strombegrenzung K7								
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	−10		10	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung**)	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit**)	t		50			50		ns
Überspannung K2								
Schaltspannung	U	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung*)	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit*)	t		50			50		ns
Versorgungsunterspannung								
Einschaltschwelle für U_S steigend	U_S	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltschwelle für U_S fallend	U_S	8,5		10	8,5		10,5	V

*) Am Eingang Sprungfunktion $U_{REF} = -100$ mV ⇝ $U_{REF} = +100$ mV
**) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV ⇝ $\Delta U = +100$ mV

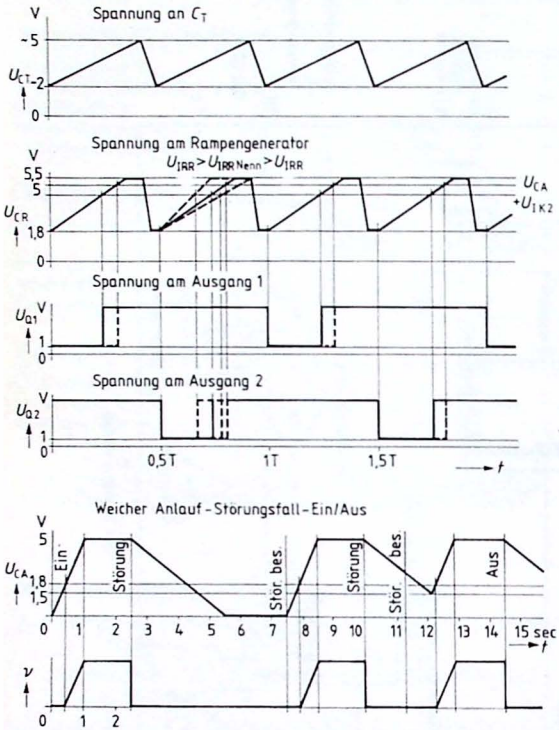
Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1. Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$
2. Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T
3. Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R
4. Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A
5. Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen

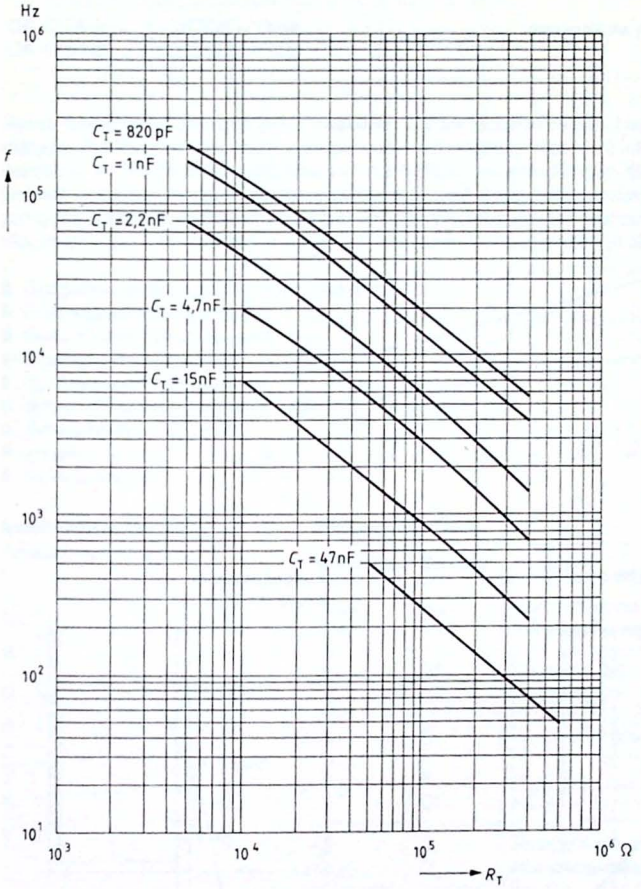
Blockschaltbild



Impulsdiagramm

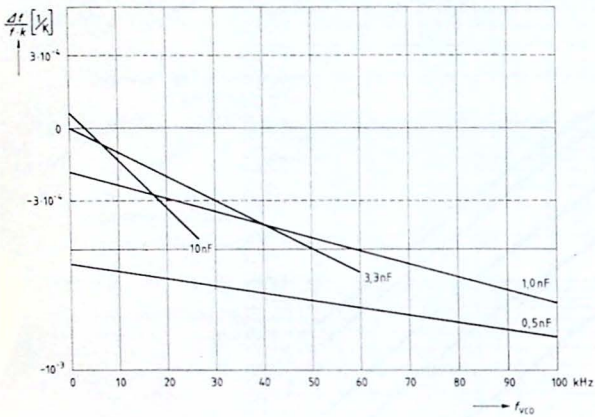


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

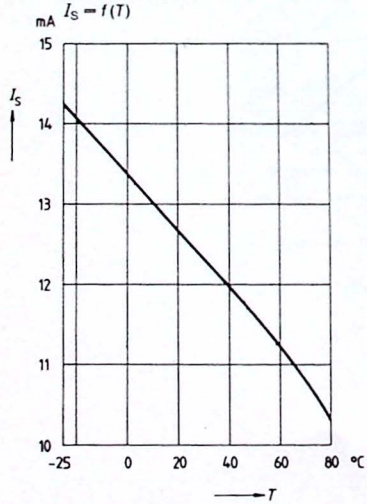


Temperaturgang VCO
$U_S = 12$ V, ν = max

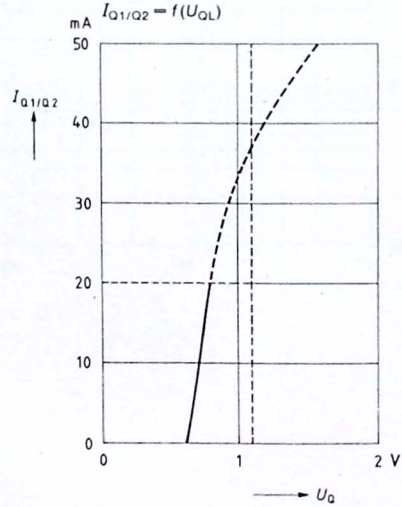
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K}\left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



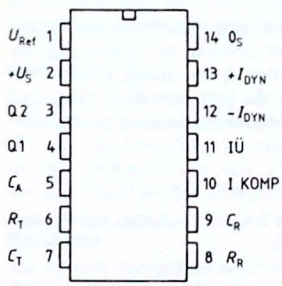
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4714 A	Q67000-Y864	P-DIP-14
TDA 4714 B	Q67000-Y869	

Dieser universell anwendbare 14-polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelpulsunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle (± 2% bei TDA 4714 B)
- Referenzüberlastschutz
- Weicher Anlauf
- Vorsteuerung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{REF}	Referenzspannung U_{REF}
2	$+U_S$	Versorgungsspannung U_S
3	Q2	Ausgang Q2
4	Q1	Ausgang Q1
5	C_A	Weicher Anlauf C_A
6	R_T	VCO R_T
7	C_T	VCO C_T
8	R_R	Rampengenerator R_R
9	C_R	Rampengenerator C_R
10	I KOMP	Eingang Komparator
11	IÜ	Eingang Überspannung
12	$-I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (–)
13	$+I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (+)
14	0_S	0_S

Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z.B. Welligkeit der Eingangsspannung).

Gegentakt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K2

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K7 oder bei Abschaltsignal von K2 die Ausgänge ab.

Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K 2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 Volt.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Bedingung	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Eingang R_T	U_{IRT}		−0,3	7	V
Eingang C_T	U_{ICT}		−0,3	7	V
Eingang R_R	U_{IRR}		−0,3	7	V
Eingang C_R	I_{ICR}		−10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K7	$U_{IK\ 2,\ 5,\ 7}$		−0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{QK\ 5}$		−0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q\ REF}$		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung TDA 4714 A	U_S		10,5	30	V
TDA 4714 B	U_S		11	30	V
Umgebungstemperatur TDA 4714 A	T_U		0	70	°C
TDA 4714 B	T_U		−25	85	°C
Frequenzbereich	f		40	100 000	Hz
VCO-Frequenz	f_{VCO}		40	250 000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250 000	Hz

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	TDA 4714 A			TDA 4714 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Speisespannung	U_S	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	T_U	0		70	−25		85	°C
Stromaufnahme $C_T = 1$ nF $f_{VCO} = 100$ kHz	I_S	8		16	8		20	mA
Referenz								
Referenzspannung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
Spannungsänderung $U_S = 14$ V ± 20%	ΔU_{REF}		8			8		mV
Spannungsänderung $U_S = 25$ V ± 20%	ΔU_{REF}		15			15		mV
spannungsänderung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	$\Delta\ U_{REF}$			5			15	mV
Temperaturkoeffizient	TK		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}		10			10		mA
Oszillator (VCO)								
Frezenzbereich	f	40		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung $U_S = 14$ V ± 20%	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
Frequenzänderung $U_S = 25$ V ± 20%	$\Delta f/f$	−1		1	−1		1	%
Toleranz $\Delta R_T = 0$; $\Delta C_T = 0$	$\Delta f/f$	−7		7	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn:								
$C_T =$ 1 nF	t		1			1		µs
$C_T = 10$ nF	t		10			10		µs
Beschaltung	C_T	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_T	5		700	5		700	kΩ
Rampengenerator								
Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H		5,5			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}	0		400	0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

Bezeichnung	Symbol	TDA 4714 A min.	typ.	max.	TDA 4714 B min.	typ.	max.	Einheit
Komparator K2								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{aus}			500			500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\,K2}$							
Tastverhältnis $\nu = 0$			1,8			1,8		V
$\nu = \max$			5			5		V
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5,5	0		5,5	V
Weicher Anlauf K3, K4								
Ladestrom für C_A	I_{CAL}		6			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2			2		µA
Obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}		5			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}		1,5			1,5		V
Ausgangsstufen Q1, Q2								
Ausgangsspannung	U_{QH}			30			30	V
$I_Q = 20$ mA	U_{QL}			1,1			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q			2			2	µA
$U_{QH} = 30$ V								
Dynamische Strombegrenzung K7								
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	−10		10	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[2])	t		50			50		ns
Überspannung K5								
Schaltspannung	U	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t		50			50		ns
Versorgungsunterspannung								
Einschaltschwelle für U_S steigend	U_S	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltschwelle für U_S fallend	U_S	8,5		10	8,5		10,5	V

1) Am Eingang Sprungfunktion $U_{REF} = -100$ mV ⇝ $U_{REF} = +100$ mV
2) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV ⇝ $\Delta U = +100$ mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

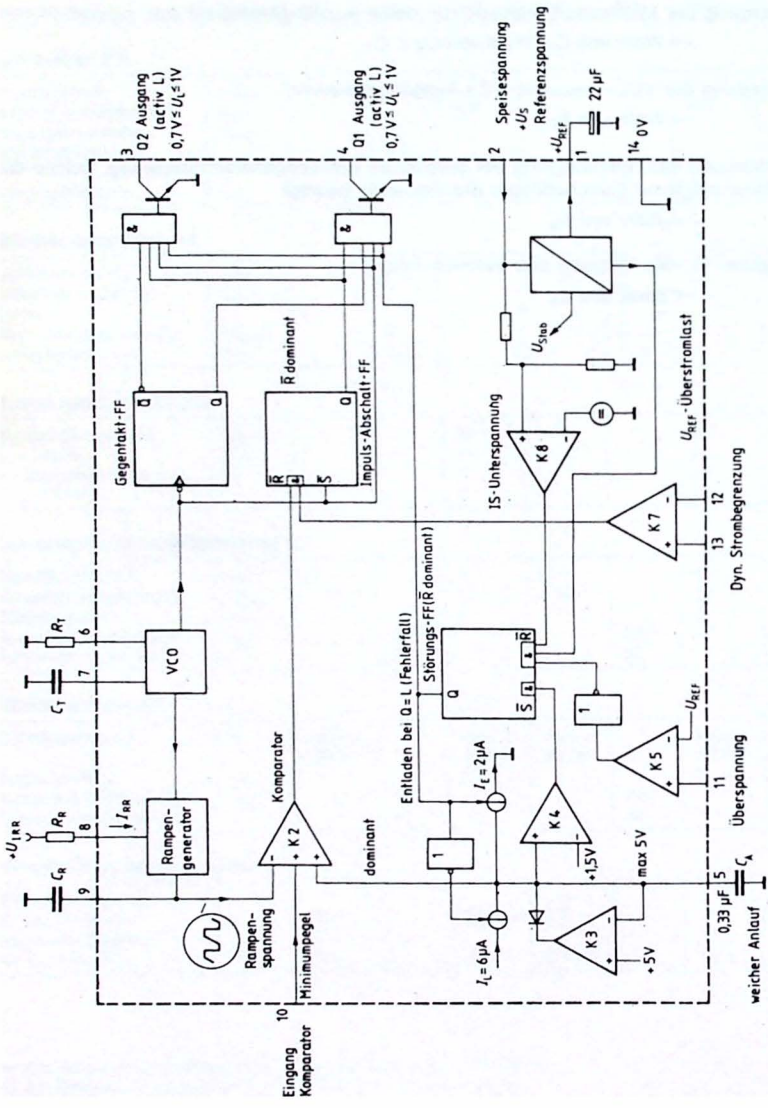
1. Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2. Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

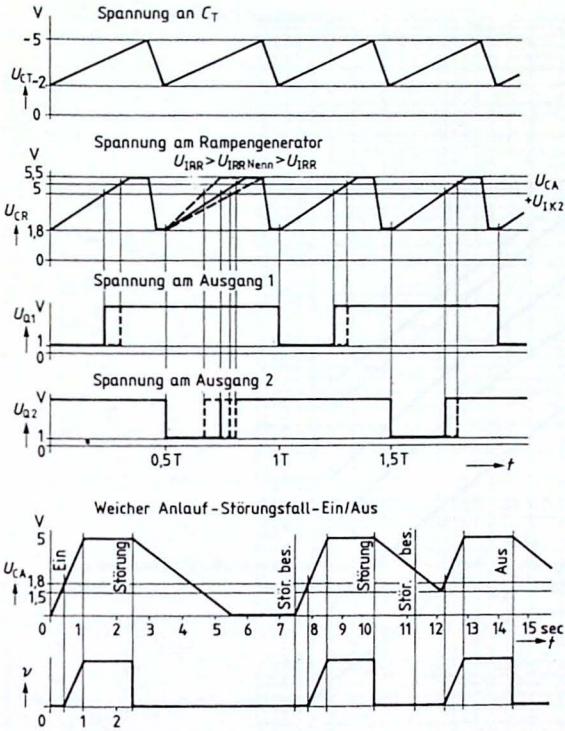
3. Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

4. Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

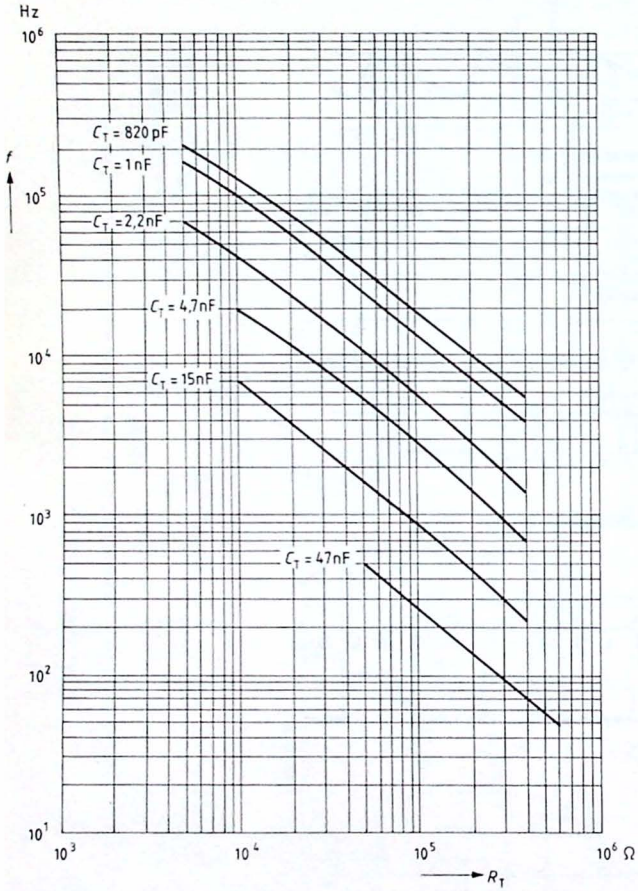
Blockschaltbild



Impulsdiagramm

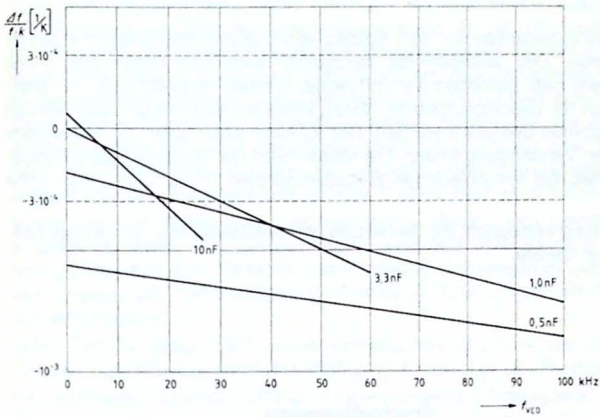


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

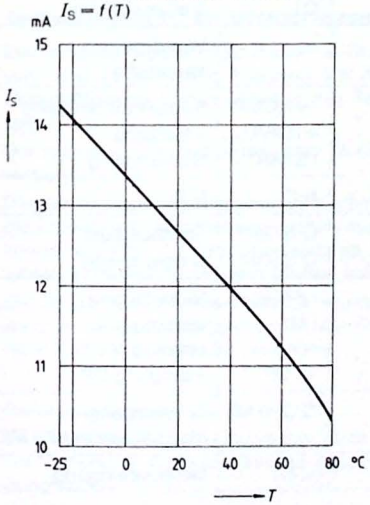


Temperaturgang VCO
$U_S = 12$ V, v = max

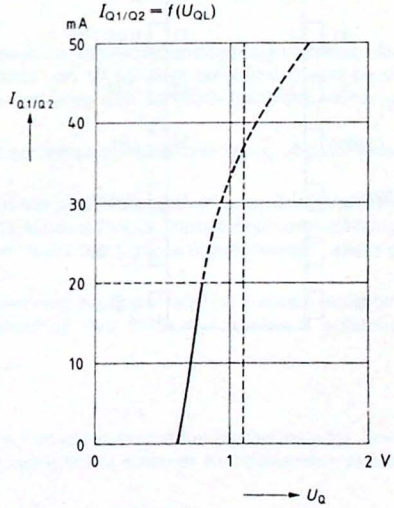
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K}\left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



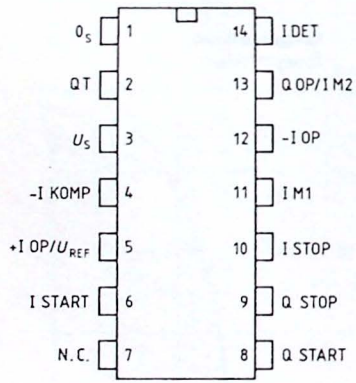
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4814 A	Q67000-A8163	P-DIP-14

Der Baustein enthält die Komponenten für den Aufbau eines Schaltnetzteiles mit sinusförmiger Netzstromaufnahme. Der sinusförmige Netzstrom wird vor allem bei hoher Leistungsaufnahme aus dem Netz gefordert. Ein möglicher Einsatz besteht z. B. bei elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstoffröhren (EVG), insbesondere wenn viele Röhren konzentriert an einem Netzpunkt betrieben werden. Der IC kann aber auch für allgemeine Schaltnetzteilansteuerungen Verwendung finden. Die Möglichkeit der Ausgangsspannungsregelung erlaubt den Betrieb bei verschiedenen Netzspannungen (110 V~/220 V~) ohne Umschaltung.

Eine Überwachungs-Schaltung ermöglicht die Steuerung verschiedener Ein- und Ausschaltfunktionen unterschiedlicher Geräte.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_S	Masse 0 V
2	QT	Treiberausgang
3	U_S	Versorgungsspannung
4	−I KOMP	Komparatoreingang
5	+I OP/U_{REF}	+Eingang
6	I START	Starteingang
7	N.C.	N.C.
8	Q START	Startausgang
9	Q STOP	Stopausgang
10	I STOP	Stopeingang
11	I M1	Multiplizier-eingang M1
12	−I OP	−Eingang OP
13	Q OP/I M2	OP-Ausgang/ Multiplizierereingang M2
14	I DET	Detektoreingang

Schaltungsbeschreibung

Nach dem Überschreiten der Einschaltschwelle an U_S schaltet der IC von Standby auf volle Stromaufnahme. Das Abschalten geschieht über eine Hysterese. Bei Speisung mit eingeprägtem Strom begrenzt die eingebaute Z-Diode die Spannung an U_S.

Der Operationsverstärker (OP) kann als Regelverstärker beschaltet werden. Dieser vergleicht dann die geteilte Ausgangsspannung U_Q mit einer temperaturstabilen Referenzspannung U_{REF}. Die so erzeugte Ausgangsspannung des OP wird im Multiplizierer (M) mit einer Sinus-Betrag-Spannung multipliziert. Am Ausgang des Multiplizierers steht damit eine in der Amplitude variable Sinus-Betrag-Spannung zur Verfügung. Diese Soll-Spannung wird dann an den Plus-Eingang des Komparators geführt. Die Soll-Spannung am Multiplizierer-Ausgang kann nun über den Komparator mit einer aus dem Netz-Ist-Strom abgeleiteten Spannung verglichen werden. Der Ausgang des Komparators gibt über eine logische Schaltung das Vergleichssignal an den Treiber, welcher den SIPMOS-Transistor schaltet.

In der Drossel dürfen keine Stromlücken auftreten, weil sonst der Netzstrom nicht mehr sinusförmig wäre. Aus diesem Grund wird über den Eingang I DET gefühlt, wann nach dem Abschalten des SIPMOS-Transistors der Drosselstrom auf Null abgesunken ist. Damit ist sichergestellt, daß der SIPMOS-Transistor nicht zu früh einschaltet und daß keine Stromlücken entstehen.

Wenn der Eingang I DET hohes Potential besitzt (H), ist der SIPMOS-Treiberausgang QT gesperrt. Gleichzeitig kann das Flipflop vom Komparator gesetzt werden.

Bei niedrigem Potential I DET (L) ist der Ausgang Q freigegeben und dieser kann vom Komparator durch Rücksetzen des Flipflops wieder gesperrt werden.

Die Drossel ist also beim Einschalten des SIPMOS-Transistors immer stromlos und es entstehen keine Stromlücken in der Drossel.

Treiberausgang QT für SIPMOS-Transistoren

Der Ausgangstreiber ist als Push-Pull-Stufe gebaut. Zur Strombegrenzung liegt ein Widerstand von 10 Ω in Serie zum Ausgang. Ein Widerstand von 10 kΩ liegt zwischen Q und Masse. Dieser Widerstand hält während des Standby-Betriebes den SIPMOS-Transistor sicher gesperrt.

Der Ausgang Q ist außerdem über Dioden mit der Versorgungsspannung U_S und mit Masse verbunden.

Die Diode gegen U_S leitet beim Einschalten der Versorgungsspannung des Schaltnetzteiles die kapazitiven Verschiebungsströme aus dem Gate des SIPMOS-Transistors in den Glättungskondensator an U_S. Die Spannung an U_S darf dabei 0,7 V nicht überschreiten, wenn der SIPMOS-Transistor gesperrt bleiben soll.

Die Diode gegen Masse klemmt negative Spannung an Q auf −0,7 V. Kapazitive Ströme, welche bei Spannungseinbruch am Drain-Anschluß des SIPMOS-Transistors entstehen, können dann ungehindert abfließen.

Referenzspannung (U_{REF})

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann bei der Beschaltung zusätzlicher externer Komponenten Verwendung finden.

Überwachungs-Schaltung (I START, I STOP, Q START, Q STOP)

Die Überwachungs-Schaltung gewährleistet den sicheren Betrieb eines Gerätes. Ein durch Störung stillgelegter Schaltungsteil kann z. B. erst neu gestartet werden, nachdem der Überwachungs-Start (I START/Q START) gezündet hat und ein positiver Spannungsimpuls an Q START eingeprägt wurde.

Falls ein Defekt vorliegt, zündet der Überwachungs-Stop (I STOP/Q STOP) und legt das ganze Gerät oder nur einen zu schützenden Schaltungsteil still. Ein Start ist erst dann wieder möglich, wenn ein an I START bzw. I STOP eingeprägter Haltestrom unterbrochen wurde (z. B. durch Netzabschaltung).

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Anmerkungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	U_Z = Z-Spannung	−0,3	U_Z	V
Eingänge					
Komparator	$U_{I\,KOMP}$		−0,3	33	V
	$U_{-I\,KOMP}$		−0,3	33	V
Operationsverstärker	$U_{I\,OP}$		−0,3	6	V
	$U_{-I\,OP}$		−0,3	6	V
Multiplizierer	U_{M1}		−0,3	33	V
Ausgang OP	U_{QOP}/I_{M2}		−0,3	6	V
Z-Strom U_S-Masse	I_Z	P_{max} beachten!	0	300	mA
Treiberausgang	U_Q		−0,3	U_S	V
Klemmdioden an Q	I_{QD}	$U_Q > U_S$ oder $U_Q < -0{,}3$ V	−10	10	mA
Eingang START	$U_{I\,START}$	siehe Kenndaten	−0,3	25	V
STOP	$U_{I\,STOP}$	siehe Kenndaten	−0,3	33	V
Ausgang START	$U_{Q\,START}$		−10	3	V
STOP	$U_{Q\,STOP}$		−0,3	6	V
Detektoreingang	$U_{I\,DET}$		0,9	6	V
Detektor-Klemmdioden	$I_{I\,DET}$	$U_{I\,DET}$ 6 V oder $U_{I\,DET} < 0{,}9$ V	−10	10	mA
Kapazität am I START gegen Masse	$C_{I\,START}$			150	µF
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$			65	K/W
Funktionsbereich					
Speisespannung	U_S	Werte für $U_{S\,EIN}$, U_Z siehe Kenndaten	$U_{S\,EIN}$	U_Z	V
Z-Strom	I_Z	P_{max} beachten!	0	200	mA
Treiberstrom	I_{QT}		−300	300	mA
Umgebungstemperatur	T_U		−25	85	°C

Kenndaten $U_{S\,EIN}$[1]) $< U_S < U_Z$; $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme					
Ohne Last an Treiber Q und U_{REF}; Q auf Low					
$0\,V < U_S < U_{S\,EIN}$	I_S			0,5	mA
$U_{S\,EIN} < U_S < U_Z$	I_S	2,5	5	6,5	mA
Belastung an QT mit SIPMOS-GATE; dynamischer Betrieb 50 kHz $U_S = 12\,V$ Last an Q = 10 nF	I_S			15	mA
Hysterese an U_S					
Einschaltschwelle für U_S steigend	$U_{Hy\,H}$	9,6	10,4	11,2	V
Schalthysterese	$U_{S\,Hy}$	1,0		1,7	V
Komparator (KOMP)					
Eingangsnullspannung	U_{I0}	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	0		3,5	V
Operationsverstärker (OP)					
Leerlaufverstärkung	V_{U0}	60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{I0}	−30		−10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	0		3,5	V
Ausgangsstrom	$I_{Q\,OP}$	−3		1,5	mA
Ausgangsspannung	$U_{Q\,OP}$	1,2		4	V
Transitfrequenz	f_T		2		MHz
Transitphase	φ_T		120		Grad

Bemerkungen siehe Seite 239

Kenndaten $U_{S\,EIN}$[1]) $< U_S < U_Z$; $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Ausgangstreiber (QT)					
Ausgangsspannung High $I_Q = -10$ mA	U_{QH}	5			V
Ausgangsspannung Low $I_Q = +10$ mA	U_{QL}			1	V
Ausgangsstrom steigende Flanke $C_{LAST} = 10$ nF fallende Flanke $C_{LAST} = 10$ nF	$-I_Q$ I_Q	200 250	300 350	400 450	mA mA
Referenzspannungsquelle					
Spannung $0 < I_{REF} < 3$ mA	U_{REF}	1,8	2	2,2	V
Laststrom	$-I_L$	0		3	mA
Spannungsänderung $10\,V < U_S < U_Z$	ΔU_{REF}			5	mV
Spannungsänderung $0\,mA < I_{REF} < 3$ mA	ΔU_{REF}			20	mV
Temperaturgang	$\Delta U_{REF}/\Delta T$	−0,5		+0,5	mV/K
Z-Diode (U_S – Masse)					
Z-Spannung $I_Z = 200$ mA P_{max} beachten!	U_Z	13	15,5	17	V
Multiplizierer (M1)[2])					
Quadrant für die Eingangsspannungen			I.		Qu.
Eingangsspannung M1	U_{M1}	0		1	V
Bezugspegel für M1	U_{BM1}		0		V
Eingangsspannung M2	U_{M2}	U_{REF}		$U_{REF}+1$	V
Bezugspegel für M2	U_{BM2}		U_{REF}		V
Eingangsstrom M1, M2	$-I_I$	0		2	µA
Koeffizient der Ausgangsspannungsquelle	K_Q	0,4	0,6	0,8	1/V
Temperaturgang des Ausgangsspannungs-Koeffizienten	$\Delta TK/K_Q$	−0,3	−0,1	0,1	%/K

Bemerkungen siehe Seite 239

Kenndaten $U_{S\,EIN}$[1]) $< U_S U_Z$; $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Überwachungsschaltung					
Eingang I START					
Zündspannung	$U_{I\,ZÜ\,(START)}$	17	22	26	V
Zündstrom	$I_{I\,ZÜ\,(START)}$	50	90	130	µA
Löschspannung	$U_{I\,LÖ\,(START)}$	2	3,5	5	V
Löschstrom	$I_{I\,LÖ\,(START)}$	70	110	150	µA
Eingang I STOP*)					
Zündspannung	$U_{I\,ZÜ\,(STOP)}$	27	30	33	V
Zündstrom	$I_{I\,ZÜ\,(STOP)}$	100	150	200	V
Löschspannung	$U_{I\,LÖ\,(STOP)}$	4,5	6,5	8,5	V
Löschstrom	$I_{I\,LÖ\,(STOP)}$	175	250	320	µA
Übertragung I START – Q START					
Ausgangsstrom an Q START $U_{START} = 15$ V; $U_{Q\,START} = 2$ V	$-I_{Q\,START}$	400	600	800	mA
Übertragung I STOP – Q STOP					
Ausgangsstrom an Q STOP $I_{STOP} = 1{,}5$ mA; $U_{STOP} = 18$ V; $U_{Q\,STOP} = 1{,}2$ V;	$-I_{Q\,STOP}$	0,9	1,2		mA
$I_{STOP} = 0{,}4$ mA; $U_{STOP} \approx 7$ V; $U_{Q\,STOP} = 1{,}2$ V	$-I_{Q\,STOP}$	90	150		µA
Detektor (I DET)					
Obere Schaltspannung für Spannung steigend (H)	$U_{DET\,H}$	1	1,3	1,6	V
Untere Schaltspannung für Spannung fallend (L)	$U_{DET\,L}$	0,95			V
Schalthysterese	$U_{S\,Hy}$	50		300	mV
Eingangsstrom $0{,}9\,V < U_{DET} < 6$ V	$-I_{DET}$		5		µA
Klemmdiodenstrom $U_{DET} > 6$ V od. $U_{DET} < 0{,}9$ V	I_{DET}	−3		3	mA

*) Die Zündspannung von I_{STOP} ist mindestens 3 V größer als die Zündspannung von I_{START}.
Weitere Bemerkungen siehe Seite 239

Kenndaten $U_{S\,EIN}$[1]) $U_S < U_Z$; $T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Laufzeiten					
Eingang Komparator → Q[3])	t		200	500	ns

Bemerkungen

1) $U_{S\,EIN}$ bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_{SL} noch nicht unterschritten wurde.
2) Berechnung der Ausgangsspannung U_{QM}: $U_{QM} = K \cdot U_{M1}{}^* \cdot U_{M2}{}^*$ in V.
   Die Spannungen $U_{M1}{}^*$ und $U_{M2}{}^*$ sind auf die jeweiligen Bezugspegel bezogen.
3) Sprungfunktionen am Komparatoreingang $\Delta U_{KOMP} = -100$ mV ⇌ $\Delta U_{KOMP} = +100$ mV.

Einsatz und Vorzüge des IC TDA 4814 A in EVG's und SNT's

1. Sinus-IC in Schaltnetzteilen

Das „aktive Oberwellenfilter" besteht aus einer Gleichrichteranordnung in Brückenschaltung und einem nachgeschalteten Hochsetzsteller. Durch ein Steuerverfahren gelingt es, dem Einphasennetz einen nahezu sinusförmigen Strom zu entnehmen und am Ausgang eine geregelte Gleichspannung bereitzustellen.

Bei Schaltnetzteilen mit konventioneller Netzgleichrichtung erreicht man einen Leistungsfaktor (Verhältnis Wirkleistung zu Scheinleistung) von 0,5 bis 0,7. Das „aktive Oberwellenfilter" dient zur Verbesserung des Leistungsfaktors, der nahezu den Wert 1 erreicht, und zur Verringerung der Netztbelastung durch Oberwellen. Die von dem „aktiven Oberwellenfilter" verursachten Verluste werden dadurch mehr als kompensiert, daß ein nachgeschalteter Wandler aufgrund der Betriebsspannungsvorregelung ständig bei optimalem Arbeitspunkt betrieben werden kann.

Der erforderliche Mehraufwand gegenüber einem Schaltnetzteil ohne „aktives Oberwellenfilter" wird ab einer Leistung von ca. 500 W und darüber durch Einsparungen an anderer Stelle (u. a. kleinere Glättungskapazität und hochohmigere Transistoren im Schaltnetzteil) aufgewogen. Bei den zunehmend nachgefragten Weitbereichs-Stromversorgungen, d. h. Netzgeräte, die ohne Umschalten an 90 bis 240-V-Netzen betrieben werden können, verschiebt sich die Wirtschaftlichkeits-Leistungsgrenze deutlich nach unten.

2. Sinus-IC in elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstofflampen

Der VDE und die EVU's fordern von **industriellen** Stromverbrauchern, daß diese „sinusförmigen Strom" aus dem Netz aufnehmen, also ein rein ohmsches Verhalten zeigen. Die ist bei Glühlampen, Kochplatten und Heizungen gegeben.

Bei allen elektrischen Geräten mit Gleichrichtung und CR-Last ist die Stromaufnahme pulsförmig, d. h. mit einem hohen Gehalt an Oberwellen behaftet und nach VDE unzulässig. Die rückwirkende Stromwelligkeit kann z. B. Rundsteueranlagen stören, d. h. zu Fehlschaltungen führen. Der Oberwellenanteil des Stroms darf daher bestimmte Werte nicht überschreiten.

Die Form des Netzstromes bei einem mit stabil brennender Leuchtstofflampe betriebenen Vorschaltgerät an Nennspannung und Nennfrequenz muß so sein, daß der Anteil der Oberschwingungen im Verhältnis zur Grundschwingung die in Tabelle 1 angeführten Werte nicht übersteigt.

Netzstrom-Oberwellengehalt nach VDE 0712 Teil 2

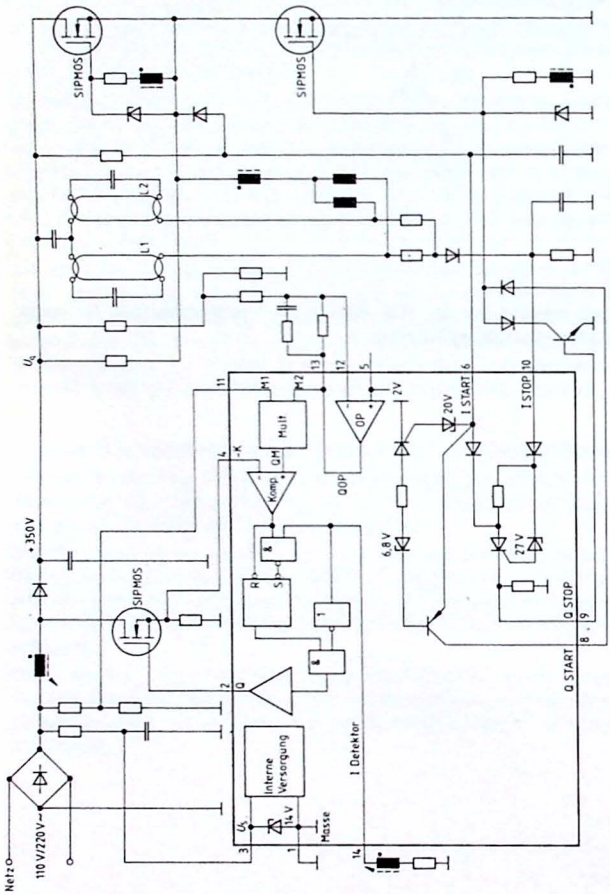
Harmonische	zulässiger Oberschwingungsteil[1] %
3. Oberwelle	$25 \times \frac{\lambda}{0,9}$
5. Oberwelle	7
7. Oberwelle	4
9. Oberwelle	3
11. Oberwelle	2
13. und höher	1

[1] λ ist der Leistungsfaktor

Diese oben genannten Werte werden mit der TDA 4814 A als Ansteuerbaustein für einen SIPMOS in einer Hochsetzsteller-Schaltung erreicht.

Anwendungsbeispiel

Elektronisches Vorschaltgerät



Hinweis:

Wir bitten zu beachten, daß die SIEMENS AG bei elektronischen Lampengeneratorschaltungen Patente hält. Nachzulesen in „Siemens Energie und Automation", Vol. II, No. 2 März/April 1985.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4918 A	Q67000-A8021	P-DIP-20
TDA 4918 G	Q67000-A8142	P-DSO-20-L (SMD)
TDA 4919 A	Q67000-A8143	P-DIP-20
TDA 4919 G	Q67000-A8018	P-DSO-20-L (SMD)

Funktionsbeschreibung

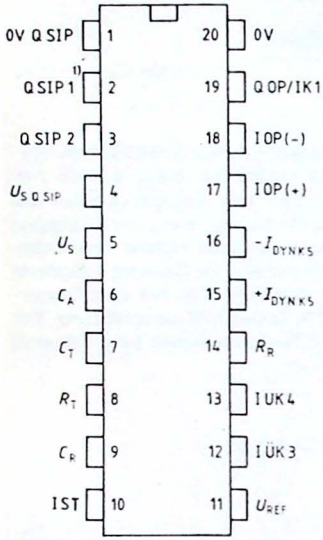
Die universell anwendbaren Schaltnetzteilbausteine zur Ansteuerung von SIPMOS Leistungstransistoren beinhalten sowohl digitale als auch analoge Funktionen. Diese werden zum Aufbau von hochwertigen Sperr- und Flußwandlern in Ein- und Gegentaktbetrieb bei Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltung benötigt. Die Bausteine lassen sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motore verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb des Schaltnetzteiles werden durch im Baustein integrierte Komparatoren erkannt und lösen Schutzfunktionen aus. Der TDA 4918 hat zwei Treiberausgänge für Gegentakt-SNT, sowie Eintakt-SNT mit 50% Tastverhältnisbegrenzung. Der TDA 4919 mit einem Treiberausgang ist für Eintakt-SNT mit Tastverhältnissen bis annähernd 100% geeignet.

Besondere Merkmale

- Schaltfrequenz bis 300 kHz (TDA 4919) bzw. 150 kHz (TDA 4918)
- Gegentakt-Ausgangsbetreiber mit +700 mA/−500 mA
- Separate Masse für die Treiberausgänge
- Vorsteuerung
- Weicher Anlauf
- Hysterese einstellbar am Über- und Unterspannungskomparator
- Stromsparende Anlaufschaltung
- "Current Mode" und "Voltage Mode" Betrieb möglich

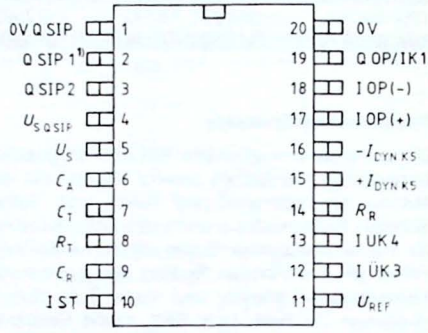
Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TDA 4918 A/TDA 4919 A



1) nur TDA 4918A

TDA 4918 G/TDA 4919 G



1) nur TDA 4918G

Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 V Q SIP	Masse Treiber
2	Q SIP1	SIPMOS-Treiber 1 (nur TDA 4918)
3	Q SIP2	SIPMOS-Treiber 2
4	$U_{S\,QSIP}$	Speisespannung Treiber
5	U_S	Speisespannung
6	C_A	Weicher Anlauf
7	C_T	Frequenzgenerator
8	R_T	Frequenzgenerator
9	C_R	Rampengenerator
10	I ST	Eingang Standby
11	U_{REF}	Referenzspannung
12	I ÜK3	Eingang Überspannung
13	I UK4	Eingang Unterspannung
14	R_R	Rampengenerator
15	$+ I_{DYN\,K5}$	Dyn. Strombegrenzung
16	$-I_{DYN\,K5}$	Dyn. Strombegrenzung
17	I OP (+)	Eingang Operationsverstärker
18	I OP (–)	Eingang Operationsverstärker
19	Q OP /IK1	Ausgang Operationsverstärker QOP/Eingang Komparator
20	0 V	Masse

Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile der Bausteine und ihr Zusammenwirken beschrieben.

Spannungsversorgung an U_S

Erst nach Überschreiten der Einschaltschwelle ($U_{S\ EIN}$) an U_S gibt der Baustein die Ausgänge frei. An den freigegebenen Ausgängen kann dann das Tastverhältnis (Aktivzeit/Sperrzeit) in der vom weichen Anlauf vorgegebenen Zeit von Null auf den mittels K1 eingestellten Wert steigen.

Bei Unterspannung am Eingang Standby bleibt die Stromaufnahme I_S unabhängig von der Spannung an U_S auf dem stark verringerten Standby-Strompegel.

Frequenzgenerator (VCO)

Der Frequenzgenerator wird mit der Kapazität C_T und dem Widerstand R_T beschaltet. Der Ladestrom an C_T fließt dauernd und wird mit dem Widerstand R_T eingestellt. Der Entladestrom wird nur während der Entladung von C_T eingeschaltet und ist intern fest vorgegeben.

In der typischen Betriebsart ist die Zeitdauer der steigenden Flanke wesentlich größer als die der fallenden Flanke. Während der fallenden Flanke gibt der Frequenzgenerator Triggersignal an den Rampengenerator und die Kapazität des Rampengenerators wird entladen. Das Triggersignal führt außerdem noch an weitere Teile des Bausteins.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom Frequenzgenerator getriggert und arbeitet mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des Frequenzgenerators. Nur dann haben der obere und untere Schaltpegel des Rampengenerators ihre Nennwerte.

Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die steigende Flanke des Rampengenerators und eine extern einstellbare Gleichspannung am Komparator K1 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit (Vorsteuerung) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung). Aber auch eine überlagerte Laststromregelung **(Current Mode Control)** läßt sich verwirklichen.

Gegentakt-Flipflop (nur TDA 4918)

Mit der fallenden Flanke des Frequenzgenerators wird das Gegentakt-FF umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden SIPMOS-Treiberausgänge aktiv werden kann.

Komparator K1 (Tastverhältniseinstellung)

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Einganges verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke (Minus-Eingang) den niedrigeren Pegel der beiden Plus-Eingänge übersteigt, wird der gerade aktive Ausgang über das Abschalt-FF gesperrt. Es läßt sich also die High-Zeit des aktiven Ausganges stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Operationsverstärker (OP)

Beim OP handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Operationsverstärker. Er kann dazu benützt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators K1 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt.

Abschalt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des Frequenzgenerators erhält das Abschalt-FF einen Impuls am Setzeingang. Es kann aber nur dann wirklich gesetzt werden, wenn kein Rücksetz-Signal anliegt. Bei gesetztem Abschalt-FF sind die Ausgänge freigegeben. Bei Fehlersignal von K5 oder bei Abschaltsignal von K1 sperrt das FF die Ausgänge.

Z-Diode

Die Z-Diode begrenzt die Spannung am Kondensator C_A auf maximal 5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengenerator-Flanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen. Das ist eventuell bei Sperrwandlerbetrieb günstig.

Komparator K2

Der Komparator hat die Schaltschwelle bei 1,5 V am Plus-Eingang und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-FF, wenn die Spannung am Kondensator C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-FF nimmt den Setzimpuls jedoch nur an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K1 ist – im Vergleich mit der Rampengenerator-Spannung – ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Der Kondensator wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen.

Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Den gerade aktiven Ausgang sperrt das Störungs-FF jedoch sofort. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setzsignal am Störungs-FF und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Rücksetz-Eingang des Störungs-FF geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren (Low), und daß diese nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet werden.

Komparatoren K3 (Überspannung), K4 (Unterspannung), U_{REF}-Überstrom, U_S-Unterspannung

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge durch das Störungs-FF bewirken. Wenn kein Fehler mehr anliegt, wird das Tastverhältnis über den weichen Anlauf wieder hochgefahren. An den Eingängen von K3 und K4 wird bei Überspannung ein Strom eingeprägt, mit dem eine einstellbare Hysterese oder ein Selbsthalten ermöglicht wird. Der Wert der Hysterese ergibt sich aus dem Innenwiderstand der externen Ansteuerquelle und dem intern am Eingang von K3 oder K4 eingeprägten Strom. Der eingeprägte Strom fließt bei Unterspannung an K4 in technischer Stromrichtung in den Baustein hinein, bei Überspannung an K3 aus dem Baustein heraus.

Komparator K5 (Dynamische Strombegrenzung)

K5 dient der Erkennung von Überströmen an den Schalttransistoren. Beide Eingänge des Komparators sind herausgeführt. Das Freigeben der Ausgänge nach Wegfall des Fehlers erfolgt mit dem Triggerimpuls des Frequenzgenerators am Abschalt-FF. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Eingang Standby (I ST)

Dieser Eingang schaltet mit Spannungs- und Stromhysterese. Mit einem externen Spannungsteiler zwischen U_S – Eingang Standby – Masse lassen sich Spannungspegel für die Umschaltung von Standby auf aktiven Betrieb einstellen.

Im Betriebszustand „Standby" hat der Baustein eine stark verringerte Stromaufnahme gegenüber dem aktiven Betrieb. Die Ausgänge sind dann aktiv low.

Wenn der Baustein mittels Rückspeisung aus dem Schaltnetzteil betrieben wird, läßt sich dadurch die Anlaufphase optimal dimensionieren.

Referenzspannung (U_{REF})

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Operationsverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer Komponenten. Die Spannungsquelle ist kurzschlußfest gegen Masse.

SIPMOS-Treiberausgänge (Q SIP)

TDA 4918

Die beiden Ausgänge arbeiten im Gegentakt. Sie sind high aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge aktiv ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am Frequenzgenerator ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig low sind.

TDA 4919

Der Ausgang ist high aktiv. Die Zeit, in der der Ausgang aktiv ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am Frequenzgenerator ist gleich der Minimalzeit, während der Ausgang low ist (Totzeit).

Die Ausgangstreiber sind als Push-Pull-Stufe aufgebaut. Der Ausgangsstrom wird intern auf die spezifizierten Werte begrenzt.

Ein Widerstand von 10 kΩ liegt zwischen dem Ausgang und Masse. Dieser Widerstand hält während des Standby-Betriebes (Unterspannung an I ST) den SIPMOS-Transistor sicher gesperrt.

Der Ausgang Q SIP ist über Dioden mit Versorgung $U_{S\,QSIP}$ und mit Masse verbunden.

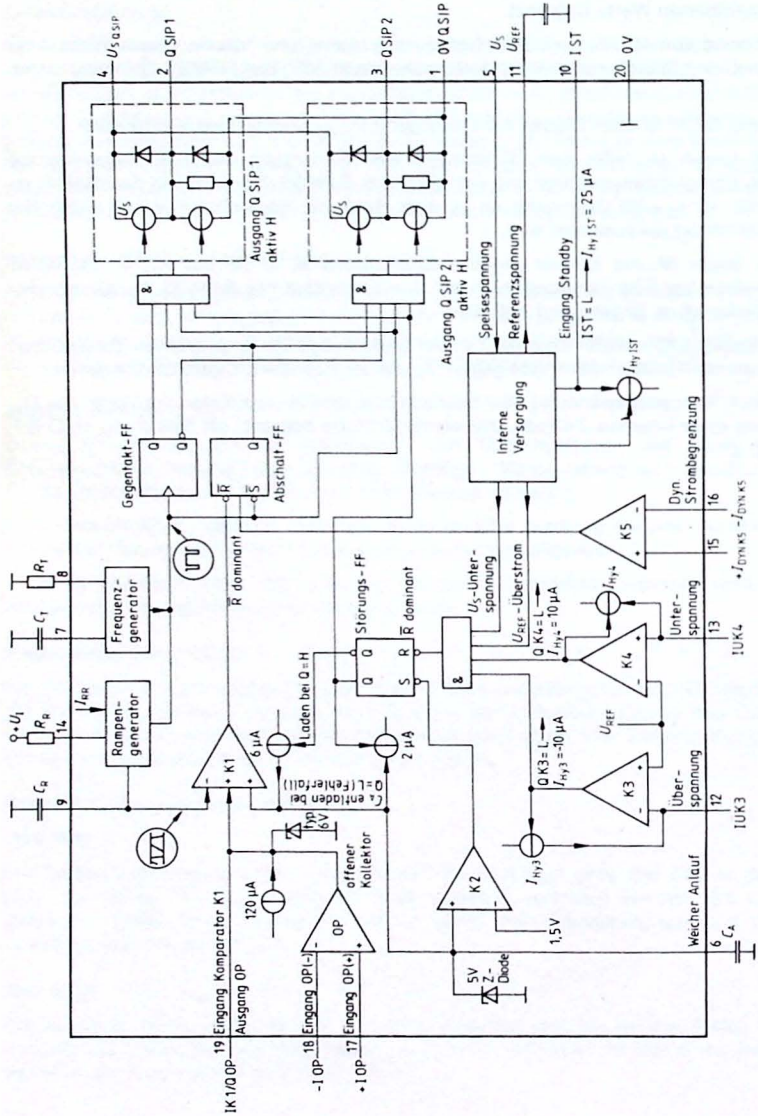
Die Diode gegen U_S leitet beim Einschalten der Versorgung des Schaltnetzteiles die kapazitiven Verschiebungsströme aus dem Gate des SIPMOS-Transistors in den Glättungskondensator an U_S. Die Spannung an U_S darf dabei ca. 2,3 V erreichen, ohne daß der SIPMOS-Transistor aufgesteuert wird.

Die Diode gegen Masse klemmt negative Spannungen an Q SIP auf −0,7 V. Kapazitive Ströme, welche bei Spannungseinbruch am Drain-Anschluß des SIPMOS-Transistors entstehen, können dann ungehindert abfließen.

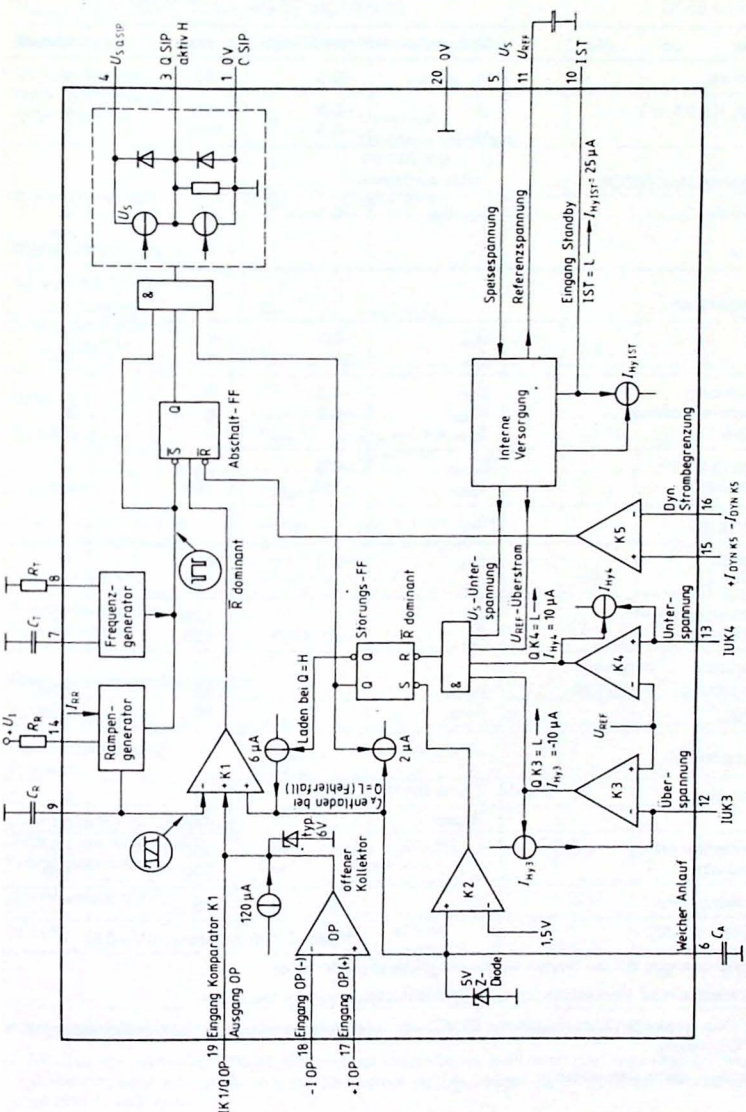
Bei Versorgungsspannungen ab etwa 2 V sind beide Ausgänge im gesperrten Zustand low. Es wird dann die Funktion der Diode gegen U_S von der Pull-Down-Quelle übernommen.

Die maximale Ausgangsspannung wird begrenzt vom jeweils niedrigsten der Werte von U_S, $U_{S\,QSIP}$ oder einer internen Z-Diode. Die interne Z-Diode begrenzt die Spannung an Q SIP auf typ. 20 V.

Blockschaltbild TDA 4918



Blockschaltbild TDA 4919



Grenzdaten

$T_U = -40$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{S\,QSIP}$, U_S	−0,3	33	V
Eingänge OP, K3, K5, IST Eingang K4	U_I U_I	−0,3 −0,3	33 U_S	V V
Frequenzgenerator (VCO)				
Spannung an R_T; C_T Strom an C_T $U_{CT} > 6$ V	U_{CT}, U_{RT} I_{CT}	−0,3	6 3	V mA
Rampengenerator				
C_R-Eingang R_R-Eingang	U_{CR} I_{RR}	−0,3 0	6 3	V mA
Referenzspannung Ausg. Operationsverstärker $U_{QOP} > 6$ V	U_{REF} U_{QOP} I_{QOP}	−0,3 −0,3	6 6 2	V V mA
Treiberausgang QSIP[1] QSIP Klemmdioden $U_{QSIP} > U_S$ oder $U_{QSIP} < -0.3$ V	U_{QSIP} I_{QSIP}	−0,3 −100	U_S 100	V mA
Weicher Anlauf $U_{CA} > 6$ V	U_{CA} I_{CA}	−0,3 0	6 100	V µA
Sperrschichttemperatur[2] Lagertemperatur	T_j T_{stg}	 −65	125 125	°C °C
Wärmewiderstand P-DIP-20 System-Umgebung P-DSO-20	 $R_{th\,SU}$ $R_{th\,SU}$		 60 90	 K/W K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_S U_{SQSIP}	U_{SEIN}[3]	30 30	V V
Frequenzgenerator (VCO) Rampengenerator	f_{VCO} f_R		300 300	kHz kHz
Umgebungstemperatur	T_U	−40	85	°C
Masse QSIP		Masse 0 V −0,3	Masse 0 V +0,5	V

Die Werte sind bezogen auf die beiden verbundenen Masseanschlüsse.

[1] Achtung! Hierbei max. Verlustleistung bzw. Sperrschichttemperatur beachten!

[2] Bei einer max. geplanten Betriebszeit von 70.000 Std. ist eine dauernde max. Sperrschichttemperatur von 150 °C zulässig.

[3] Werte für U_{SEIN} siehe Kenndaten.

Kenndaten

$U_{SEIN} < U_S < 30\,V$[1], $T_U = -40\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme ohne Last an U_{REF} QOP, QSIP1/2	I_S	$C_T = 1$ nF, Frequenz-Generator mit 100 kHz Ausgänge aktiv			18	mA
Standby-Betrieb	I_{ST}	$U_S = 20$ V			3,5	mA
Hysterese an U_S						
Einschaltschwelle für U_S steigend	U_{SH}	$U_{IST} \geq U_{ISTH}$			9,6	V
Abschaltschwelle für U_S fallend	U_{SL}		7,8			
Referenz						
Spannung	U_{REF}	$I_{REF} = 1$ mA; $U_S = 15$ V; $T_U = 25\,°C$	2,475	2,5	2,525	V
Laststrom	$-I_{REF}$		0		3	mA
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$I_{REF} = 1$ mA ±20%			10	mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$U_S = 15$ V ±20%			3	mV
Temperaturgang	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		−0,3		0,3	mV/K
Ansprechschwelle U_{REF}-Überstrom	$-I_{REFÜ}$		4	7	10	mA
Frequenzgenerator (VCO)						
Frequenzbereich	f_{VCO}				300	kHz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$U_S = 15$ V ±20%			1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$C_T = 1$ nF; $f_{VCO} = 100$ kHz; $T_U = 25\,°C$	−7		7	%
Ladestrom für C_T (zulässig) = Strom am Anschluß R_T	$-I_{RT}$	$I_{RT} = U_{REF}/R_T$	0		1	mA
Entladestrom für C_T	I_{Entl}	intern fest		2		mA
Wertebereich für C_T			0,47		10	nF[2]
Totzeit	τ_t	$C_T = 470$ pF, $f_{VCO} = 100$ kHz		350	450	ns
		$C_T = 470$ pF, $f_{VCO} = 300$ kHz		400	500	ns[2]

[1] U_{SEIN} bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_{SL} noch nicht unterschritten wurde.

[2] Die Zeit der fallenden Flanke (Fallzeit) ist proportional dem Wert der Kapazität C_T, wenn der Entladestrom sehr viel größer als der Ladestrom ist. Die Fallzeit ist proportional der minimalen Totzeit an den Ausgängen.

Kenndaten

$U_{SEIN} < U_S < 30$ V[1], $T_U = -40$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Rampengenerator						
Frequenzbereich	f_R				300	kHz
Maximalspannung an C_R Minimalspannung an C_R	U_{CRH} U_{CRL}		5,4 1,65	6,1 1,8	6,7 1,95	V V
Ladestrom für C_R (zulässig) (Strom an Anschluß R_R) Entladestrom für C_R Übersetzung $I_{RR}/I_{CR\,LADE}$	 I_{LADE} I_{ENTL} 	 U_{RR} ca. 0,7 V intern fest $I_{RR} = 0{,}5$ mA	 0 1,3 0,95	 2 	 1 2,7 1,1	 mA mA
Kapazität	C_R		100			pF
Komparator K1						
Eingangsstrom	$-I_{K1}$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{GL}		0		U_{CRH}	V
Ausschaltverzögerung	t	Nennlast 3 nF an QSIP			500	ns[2]
Operationsverstärker OP						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{IO}	Anschluß 19 frei	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_{IOP}$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{GL}		0		4	V
Ausgangsstrom	I_{QOP}		0		2	mA
Ausgangsspannungsbereich	U_Q	0 mA $< I_Q <$ 2 mA	0.5		U_{CRH}	V
Transitfrequenz Transitphase	f_T Φ_t			3 120		MHz Grad
Temperatur-Koeffizient von U_{IO}	TK	Anschl. 19 frei; $U_{GL} = 3$ V	−30		30	µV/K
Strom d. Quelle an QOP	I_{OP}	$0{,}5\text{ V} < U_Q < U_{CRH}$	70	100	130	µA

[1] U_{SEIN} bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_{SL} noch nicht unterschritten wurde.
[2] Sprungfunktion $U_{REF} = -100$ mV ⌐⌐ $U_{REF} = +100$ mV (für Laufzeit von Eingang Komparator auf QSIP).

Kenndaten

$U_{SEIN} < U_S < 30$ V[1], $T_U = -40$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Weicher Anlauf						
Ladestrom für C_A	$-I_{LADE}$		4	6	8	µA
Entladestrom für C_A	I_{ENTL}		1	2	3,2	µA
Obere Begrenzungsspg.	U_{GR}		4,4	4,8	5,0	V
Schaltspannung von K2	U_{K2}		1,3	1,5	1,7	V
Dyn. Strombegrenzung K5						
Eingangsstrom	$-I_{DYN}$				2	µA
Eingangsnullspannung	U_{I0}		−10		10	mV
Gleichtaktbereich	U_{GL}		0		U_S+3	V
Ausschaltverzögerung	t	Nennlast 3 nF an QSIP		250	400	ns[2]
Unterspannung K4						
Eingangsstrom an K4	$-I_{IK4}$				0,2	µA
Schaltspannung an K4	U_{SCH}		$U_{REF}-0{,}01$		$U_{REF}+0{,}01$	V
Hysteresestrom	I_{Hy4H}	U (+K4) < U_{SCH}	11	18	22	µA
	I_{Hy4L}	U (+K4) > U_{SCH}			0,1	µA
Ausschaltverzögerung	t				3	µs[2]
Überspannung K3						
Eingangsstrom	$-I_{IK3}$				0,2	µA
Schaltspannung	U_{SCH}		$U_{REF}-0{,}01$		$U_{REF}+0{,}01$	V
Ausschaltverzögerung	t				3	µs[2]
Hysteresestrom	$-I_{Hy4H}$	U (−K3) > U_{SCH}	6	9	12	µA
	$-I_{Hy4L}$	U (−K3) < U_{SCH}			0,1	µA

[1] U_{SEIN} bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_L noch nicht unterschritten wurde.

[2] Sprungfunktion $U_{REF} - 100$ mV $\rightarrow U_{REF} = +100$ mV (für Laufzeit von Eingang Komparator auf QSIP).

Kenndaten

$U_{SEIN} < U_S < 30\ V$[1], $T_U = -40$ bis $+85\,°C$

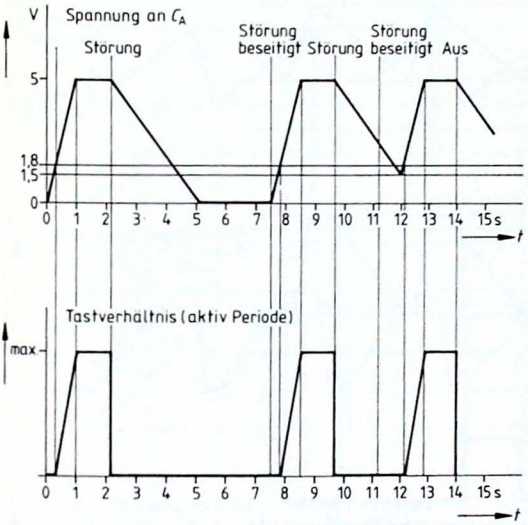
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Ausgangstreiber QSIP 1/2						
Ausgangsspannung High	U_{QH}	$I_{QSIP} = -250$ mA; $U_S = U_{SQSIP}$	$U_S - 3$			V
Ausgangsspannung Low	U_{QL}	$I_{QSIP} = +250$ mA; $U_S = U_{SQSIP}$			2,1	V
	U_{QL}	$I_{QSIP} = +\ 10$ mA; $U_S = U_{SQSIP}$			1,4	V
Ausgangsstrom	I_{QSIP}	$C_{QSIP} = 10$ nF; $U_S = U_{SQSIP} = 20$ V	500	700		mA[2]
	$-I_{QSIP}$		300	500		mA[2]
	I_{QSIP}	$C_{QSIP} = 10$ nF; $U_S = U_{SQSIP} = 15$ V		600		mA[2]
	$-I_{QSIP}$			500		mA[2]
	I_{QSIP}	$C_{QSIP} = 10$ nF; $U_S = U_{SQSIP} = 10$ V		400		mA[2]
	$-I_{QSIP}$			400		mA[2]
Eingang Standby IST						
Einschaltschwelle für U_{IST} steigend	U_{IStH}	$U_S > U_{SEIN}$; $T_U = 25\,°C$	6,1	6,8	7,5	V
Temperaturgang	$\Delta U_{IST}/\Delta T$			−0,023		%/K
Abschaltschwelle für U_{IST} fallend	U_{ISTL}		5,5	6,1	6,7	V
Temperaturgang	$\Delta U_{ISTL}/\Delta T$			+0,047		%/K
Hysteresestrom	$-I_{HyISTH}$	$U_{IST} > U_{ISTH}$			2	µA
	I_{HyISTL}	$U_{IST} \leq U_{IST} \leq U_{ISTH}$; $T_U = 25\,°C$	35	50	65	µA
Temperaturgang	$\Delta I_{HyIST}/\Delta T$			+0,01		%/K

[1] U_{SEIN} bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_{SL} noch nicht unterschritten wurde.

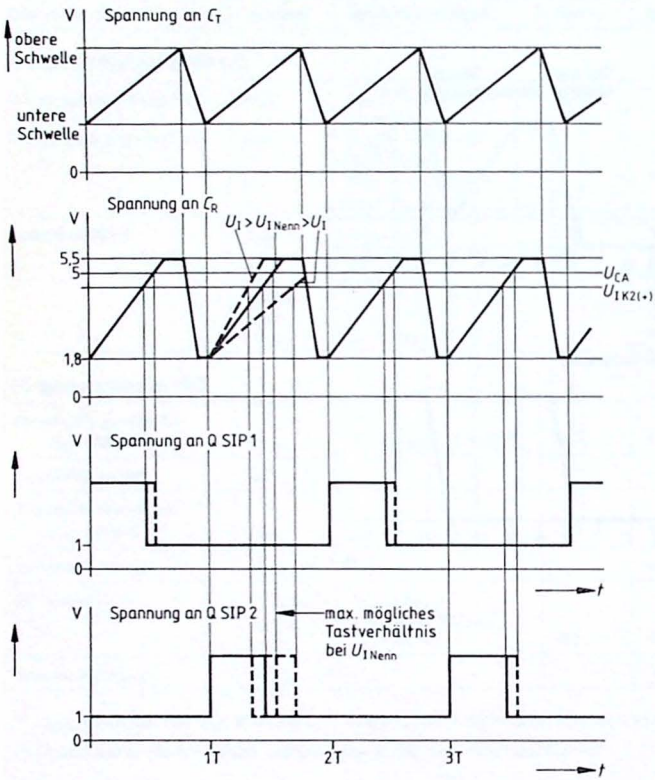
[2] Dynamischer Maximalstrom während steigender oder fallender Flanke.

Impulsdiagramm

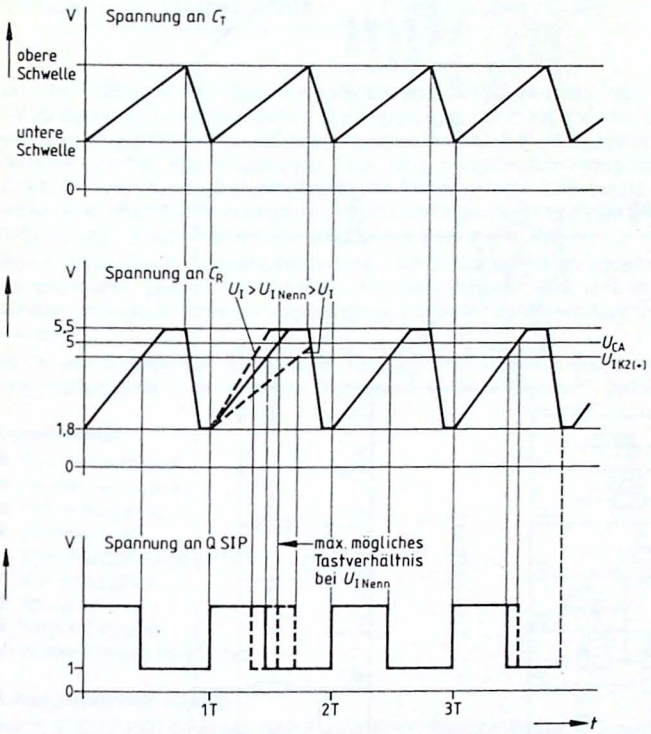
Weicher Anlauf/Störungsfall/EIN-AUS



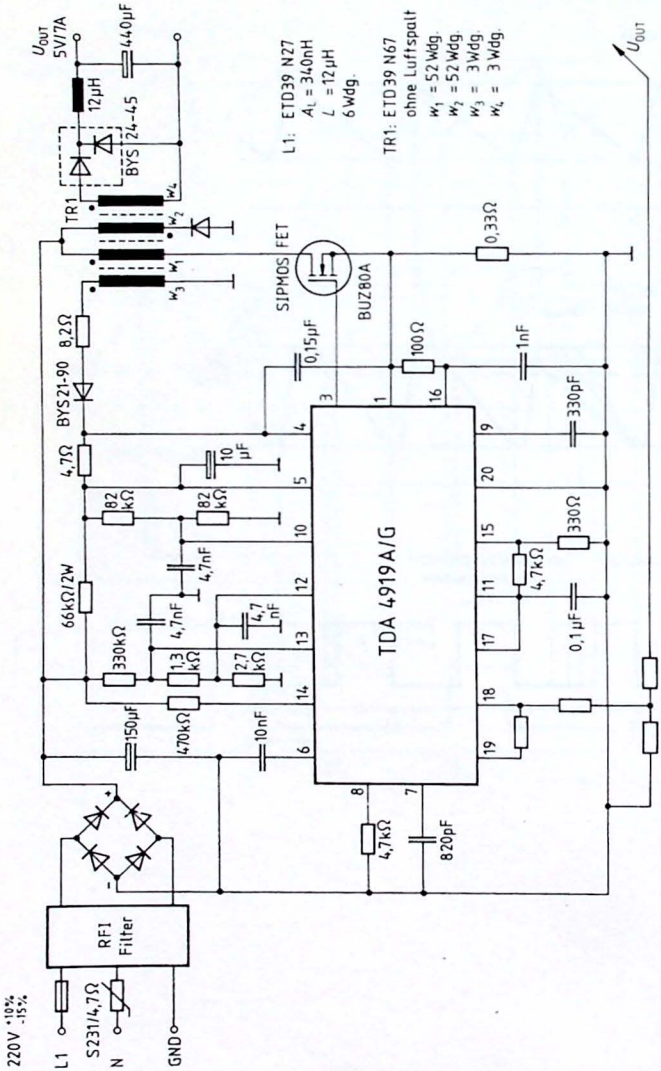
Impulsdiagramm TDA 4918



Impulsdiagramm TDA 4919



Anwendungsschaltung



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4258	Q67000-A8238	P-T66-7-H (ähnl. TO-220)

Der TLE 4258 ist ein Spannungsregler vom Very-Low-Drop Typ, der zwei geregelte 5-V-Ausgangsspannungen liefert. Der Hauptregler kann mit 750 mA belastet werden und wird über Anschluß 5 ein- und ausgeschaltet (Anschluß 5 unbeschaltet = Hauptregler aus). Weiterhin verfügt der Hauptregler über eine Kurzschlußstrombegrenzung und wird bei Überspannung ($U_I > U_{Iab}$) abgeschaltet. Der Standby-Regler kann mit 35 mA belastet werden, hat keine Kurzschlußstrombegrenzung und bleibt bei positiver Eingangsspannung unbeeinflußt von den Abschaltfunktionen des Hauptreglers dauernd aktiv.

Bei der Hauptregler-Ausgangsspannung < 4,5 V wird der Reset-Ausgang unverzögert nach low geschaltet. Nach Überschreiten der Reset-Schwelle läuft eine durch einen externen Kondensator einstellbare Verzögerungszeit ab, bevor der Reset-Ausgang wieder nach high schaltet.

Bei langen Zuleitungen zum Regler kann der Schwingkreis aus Leitungsinduktivität und Eingangskapazität C_I durch einen Widerstand $\leq 1\ \Omega$ in Reihe zu C_I gedämpft werden.

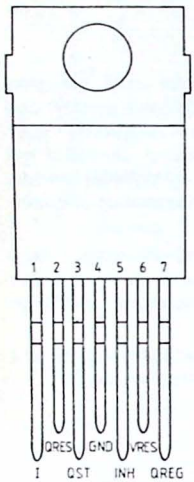
Eigenschaften

- Low-Drop-Regler
- Kleiner Ruhestrom
- Reset-Ausgang
- Verpolschutz
- Spannungsfestigkeit 70 V
- Kurzschlußfest
- Kfz-tauglich
- Inhibit-Eingang
- Weiter Temperaturbereich

Schaltungsbeschreibung

Der TLE 4258 enthält einen Haupt- und einen Standby-Regler. Die beiden Regelverstärker vergleichen eine durch Widerstandsabgleich hochgenaue Referenzspannung mit einer, der jeweiligen Ausgangsspannung proportionalen Spannung. Der Standby-Regler steuert die Basis eines PNP-Längstransistors direkt, der Hauptregler über einen abschaltbaren Buffer an. Sinkt die Ausgangsspannung U_Q an Anschluß 7 unter 4,5 V, wird ein Resetsignal ausgelöst und erst nach einer an Anschluß 6 einstellbaren Verzögerungszeit wieder aufgehoben. Der Hauptausgang ist strombegrenzt und bis zur Eingangsspannung U_{Iab} aktiv.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_I	**Eingang** des Spannungsreglers
2	Q RES	**Reset-Ausgang;** Open-Kollector-Ausgang npn gegen Anschluß 4. Sinkt die Ausgangsspannung U_Q unter die Reset-Schwelle, wird diese Ausgangsstufe leitend.
3	Q ST	**Standby-Ausgang,** mit einem Kondensator ≥ 10 µF beschalten
4	GND	**Masse;** Bezugspotential
5	INH	**Inhibit (Hauptregler Ein/Aus),** Steuereingang zum Ein-/Ausschalten des Hauptreglers, mit einem 22 kΩ Vorwiderstand beschaltet. Bei offenem Eingang bleibt der Hauptregler ausgeschaltet.
6	V RES	**Reset-Verzögerung;** Anschluß für Reset Kondensator; die Größe dieses Kondensators bestimmt die Verzögerungszeit des Reset-Signals typ. 175 ms/µF.
7	Q REG	**Hauptregler-Ausgang,** mit einem Kondensator ≥ 22 µF beschalten.

Grenzdaten

$T_U = -40\,°C$ bis $+150\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Eingang (Anschluß 1)				
Versorgungsspannung	U_I	−15	+36	V
Verpolung mit Prüfimpuls $t_2 \leq 100$ ms s. Meßschaltung	U_I	−70		V
Load-Dump mit Impulsform $t_2 \leq 400$ ms s. Meßschaltung	U_I		70	V
Anstiegsgeschwindigkeit $0\,V \leq U_I \leq 24\,V$	d_{U_I}/d_t		100	V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit $24\,V \leq U_I \leq 70\,V$	d_{U_I}/d_t		10	V/µs
Strom	I_I		2,5	A
Reset-Ausgang (Anschluß 2)				
Spannung	U_R		8	V
Strom	I_R		10	mA
Standby-Ausgang (Anschluß 3)				
Spannung	U_{ST}		6	V
Strom	I_{ST}		50	mA
Masse (Anschluß 4)				
Strom	I_M		1,8	A
Schalteingang (Anschluß 5) Strom	I_{INH}		±7,5	mA
Reset-Verzögerung (Anschluß 6) Spannung	U_C		U_Q	V
Hauptausgang (Anschluß 7) Spannung $U_I \geq U_Q$	U_Q		18	V
Strom	I_Q		1,8	A
Temperaturen				
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C
Funktionsbereich				
Eingangsspannung	U_I	6	24	V
Sperrschichttemperatur	T_j	−40	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung System-Gehäuse	 $R_{th\,SU}$ $R_{th\,SG}$		 65 4	 K/W K/W

Kenndaten

$U_I = 13{,}5$ V; $T_U = +25$ °C; $U_5 > 3{,}5$ V (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Hauptregler							
Ausgangsspannung	U_Q	$0\ \text{mA} \le I_Q \le 750\ \text{mA}$ $6\ \text{V} < U_I < U_{Iab}$ $-40\ °\text{C} \le T_j \le 125\ °\text{C}$	1	4,85		5,15	V
Eingangsstrom	I_Q	$I_Q = 0$ mA; $I_{ST} = 0$ mA	1			30	mA
Eigenstrom	I_Q	$I_Q = 450$ mA; $I_{ST} = 0$ mA	1			150	mA
Eigenstrom	I_Q	$I_Q = 750$ mA; $I_{ST} = 0$ mA	1			300	mA
Eigenstrom	I_Q	$U_I = 5{,}8$ V; $I_Q = 750$ mA; $I_{ST} = 0$ mA	1			300	mA
Abschaltspannung	U_{Iab}	$U_I > U_{Iab}$	1	25			V
Ausgangstrom	I_Q	$U_I > U_{Iab}$	1			20	mA
Kurzschlußstrom	I_K	$U_Q = 0$ V; $6\ \text{V} \le U_I < 13{,}5$ V	1	0,75	1	1,8	A
Dropspannung	U_{Dr}	$U_I = 4{,}5$ V; $I_Q = 450$ mA	1		0,3	0,5	V
Dropspannung	U_{Dr}	$U_I = 4{,}5$ V; $I_Q = 750$ mA	1		0,5	0,75	V
Lastausregelung statisch	$\Delta U_Q/\Delta I_Q$	$6\ \text{V} \le U_I \le 16$ V $0\ \text{mA} \le -I_Q \le 750$ mA	1			0,2	Ω
Lastausregelung dynamisch	ΔU_Q	$I_Q = 75$ mA auf $I_Q = 750$ mA $C_Q \ge 50\ \mu\text{F}$	1			100	mV
Speisespannungs-unterdrückung	α_{SVR}	$I_Q = 750$ mA; $U_I = 12\ \text{V} + 1\ \text{V} \cdot \cos(2\pi \times 120\ \text{Hz} \cdot t)$; $\alpha_{SVR} = 20 \log (1\ \text{V}/\Delta U_Q)$	1	60			dB
Rückstrom	$-I_{QR}$	$U_I = 0$; $0\ \text{V} \le U_Q \le 4{,}85$ V	1		5	30	mA
Temperaturdrift der Ausgangsspannung	α_{UQ}	$6\ \text{V} \le U_{SI} \le U_{Iab}$ $\Delta T_j > 50$ K	1	−0,5		0,5	mV/K
Reset-Generator							
Schaltschwelle	U_{RT}		1	4,4	4,5	4,6	V
Schaltspannung	U_R	$U_Q < U_{RT}$; $I_R = 10$ mA	1			0,8	V
Schaltspannung	U_R	$U_Q > U_{RT}$	1	4,4		U_Q	V
Sperrstrom	I_R	$U_R > 4{,}6$ V;	1			5	µA
Ladestrom	I_d	$0{,}5\ \text{V} < U_{Cd} < (0{,}75 \cdot U_Q)$	1	10		30	µA
Resetverzögerung	t_d/C_d		1		175		ms/µF
Schaltspannung	U_R	$U_I \ge 3{,}75$ V; $I_R = 10$ mA $3{,}5\ \text{V} \le U_Q \le U_{RT}$	1			0,8	V

Kenndaten

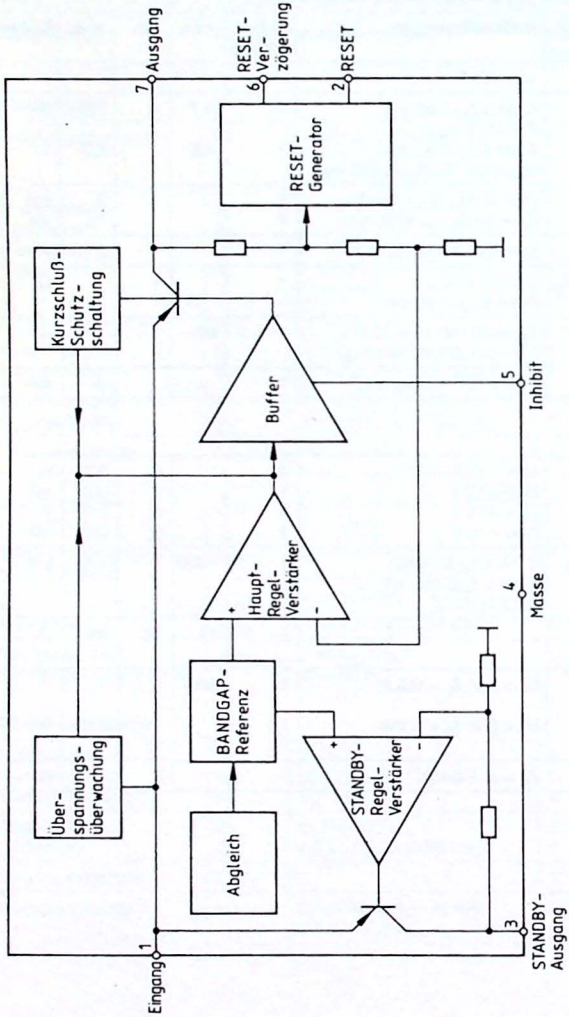
$U_I = 13{,}5$ V; $T_U = 25$ °C; $U_5 > 3{,}5$ V (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Standby-Regler		$U_5 \leq 0{,}5$ V					
Ausgangsspannung	U_{ST}	0 mA $\leq I_{ST} \leq$ 35 mA 6 V $\leq U_I \leq U_{lab}$	1	4,7		5,3	V
Ausgangsspannung	U_{ST}	0 mA $\leq I_{ST} \leq$ 35 mA $U_{lab} \leq U_I \leq$ 70 V; $t_2 \leq$ 400 ms	1	4,5		6,0	V
Eigenstrom	I_{QST}	$I_Q = 0$ mA; $I_{ST} = 0$ mA	1			2	mA
Eigenstrom	I_{QST}	$I_Q = 0$ mA; $I_{ST} = 35$ mA	1			15	mA
Dropspannung	U_{DrST}	$U_I = 4{,}5$ V; $I_{ST} = 35$ mA	1			0,75	V
Lastausregelung statisch	$\Delta U_{ST}/\Delta I_{ST}$	6 V $\leq U_I < U_{lab}$ 0 mA $\leq I_{ST} \leq$ 35 mA	1		1		Ω
Speisespannungs-unterdrückung	$\alpha_{SVR\,ST}$	$I_{ST} = 35$ mA; $U_I = 12$ V + 1 V · cos (2 π x 120 Hz · t)	1	60			dB
Rückstrom	$-I_{ST}$	$U_I = 0$ V; 0 V $\leq U_{ST} \leq 4{,}7$ V	1			2	mA

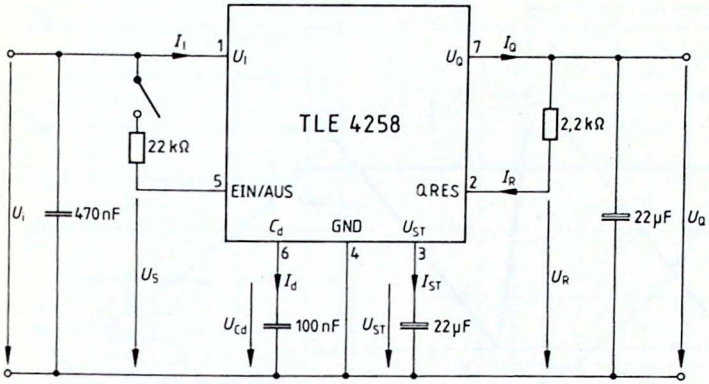
Allgemeine Daten

Verpolung	$-U_Q$	$U_I = -15$ V	1		0	0,7	V
Verpolung	$-I_Q$	$U_I = -15$ V	1		0	0,5	mA
Verpolung	$-U_{ST}$	$U_I = -15$ V	1		0	0,7	V
Verpolung	$-I_{ST}$	$U_I = -15$ V	1		0	0,5	mA
Gleichlauf U_{ST}; U_Q	$U_{ST}-U_Q$	0 mA $\leq I_{ST} \leq$ 35 mA 0 mA $\leq I_Q \leq$ 750 mA 6 V $\leq U_I < U_{lab}$	1	-200		200	mV
Notwendiger Vorwiderstand	R_5		1	12	22	24	Ω
Schaltschwelle für Hauptregler	U_5	$U_Q > 3$ V; $I_Q = 0{,}5$ A	1	3,5			V
Schaltschwelle für Hauptregler	U_5	$U_Q < 3$ V; $I_Q = 1$ mA	1			0,5	V
Lastimpedanz	R_Q	$Z_Q = R + (j\omega C)^{-1}$	1		0	2	Ω

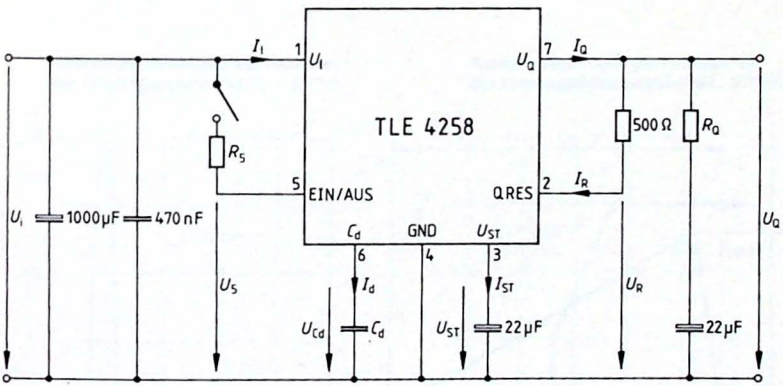
Blockschaltbild



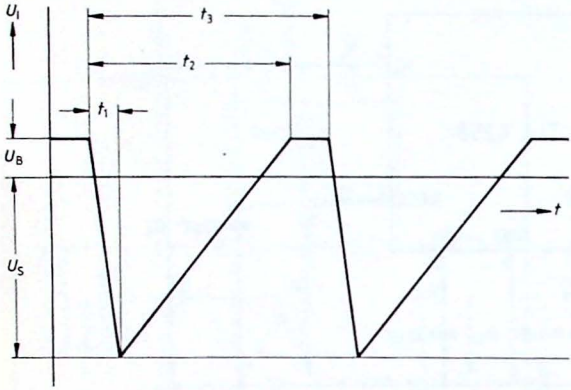
Anwendungsschaltung



Meßschaltung

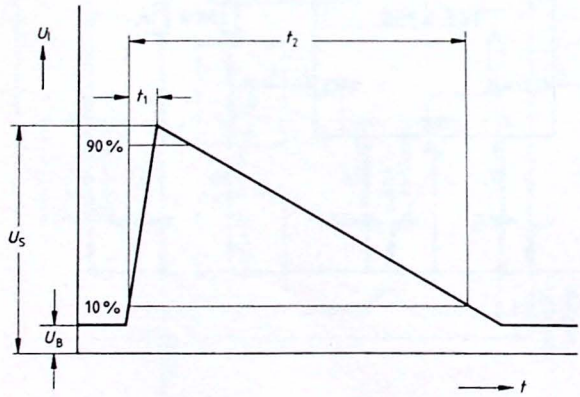


1. Prüfimpuls für negative Störspannungen U_I



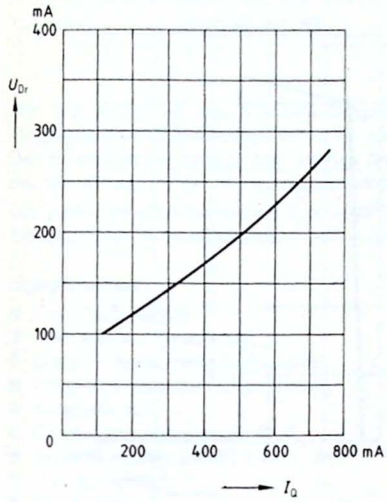
U_B = 14 V t_1 = 10 µs
$|U_S|$ = 70 V t_2 = 2 ms
R_i = 10 Ω t_3 = 0,5 s bis 5 s

2. Impuls für Load-Dump an U_{14}

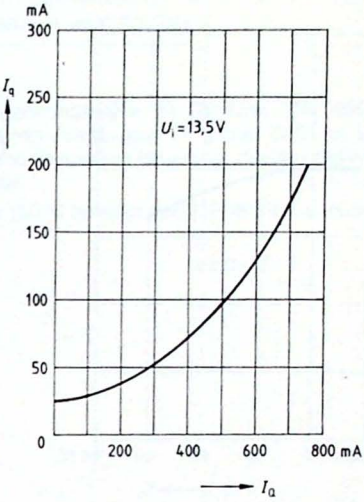


U_B = 14 V t_1 = 5 ms
U_S = 70 V t_2 = 400 ms
R_i = 0,5 Ω

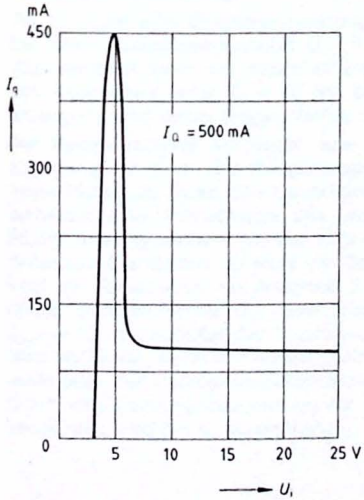
Minimale Drop-Spannung als Funktion des Ausgangsstromes ($T_G = 25°C$)



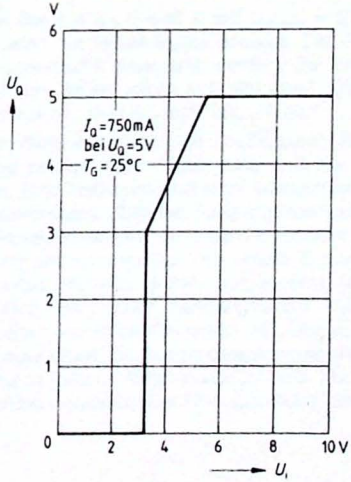
Eigenstromverbrauch als Funktion des Ausgangsstromes ($T_G = 25°C$)



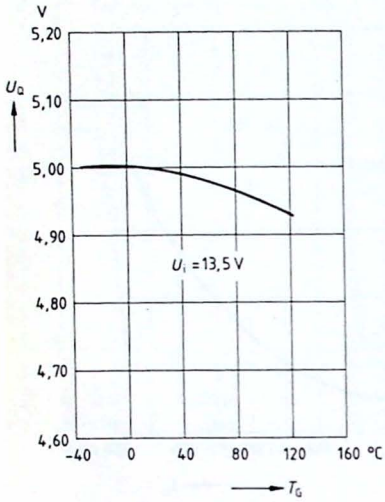
Eigenstromverbrauch als Funktion der Eingangsspannung ($T_G = 25°C$)



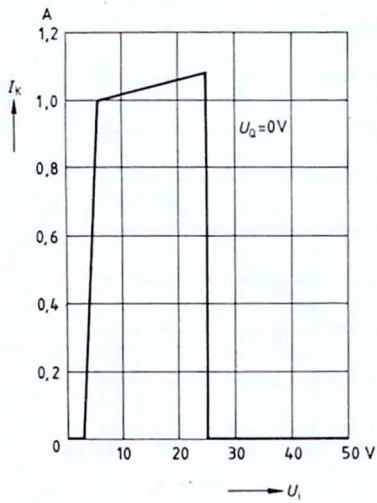
Ausgangsspannung als Funktion der der Eingangsspannung



Ausgangsspannung als Funktion der Temperatur



Kurzschlußstrom als Funktion Eingangsspannung (T_G = 25 °C)



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4260	Q67000-A8187	P-T66-5-H (ähnl. TO-220)

Der TLE 4260 ist ein 5-V-Low-Drop-Festspannungsregler im Gehäuse. Die maximale Eingangsspannung beträgt 40 V. Er kann einen Ausgangsstrom größer 500 mA liefern. Der IC ist kurzschlußfest und verfügt über eine Temperatursicherung, die den Schaltkreis bei unzulässig hohen Temperaturen abschaltet.

Der weite Temperaturbereich $T_U = -40\,°C$ bis 150 °C befähigt den TLE 4260 u. a. auch zum Einsatz in Kfz-Anwendungen.

Eigenschaften

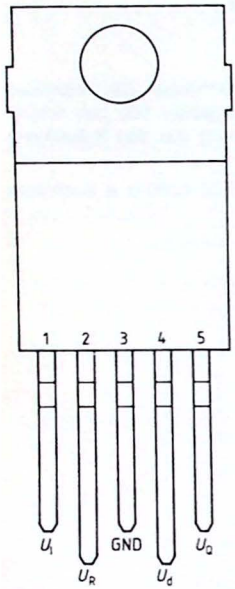
- Low Drop-Regler
- Sehr kleiner Ruhestrom
- Geringe Anlaufstromaufnahme
- Integrierte Temperatursicherung
- Verpolsicher
- Eingangsspannung bis 40 V
- Spannungsfest bis 65 V
- Kurzschlußfest
- Kfz-tauglich
- Weiter Temperaturbereich

Funktionsbeschreibung:

Der IC regelt eine Eingangsspannung U_I im Bereich $6 < U_I < 40$ V auf $U_{QNenn} = 5{,}0$ V aus. Bei einer Ausgangsspannung $U_Q < 4{,}75$ V wird ein Reset-Signal erzeugt. Die Resetverzögerungszeit kann mit einem externen Kondensator eingestellt werden. Bei Entlastung des Ausganges unter $I_Q = 10$ mA schaltet der Regler intern auf "Standby". Die Reset-Erzeugung wird dabei ausgeschaltet. Der Ruhestrom sinkt bis max. 600 µA ab.

Der Regelverstärker vergleicht eine durch Widerstandsabgleich hochgenaue Referenzspannung mit einer der Ausgangsspannung proportionalen Spannung und steuert über einen Buffer die Basis des Längstransistors. Eine laststromabhängige Sättigungsregelung verhindert eine Übersättigung des Leistungselementes. Sinkt die Ausgangsspannung unter 95,5% ihres typischen Wertes, wird vom Reset-Generator ein externer Kondensator an Anschluß 4 entladen. Erreicht die Spannung am Kondensator die untere Schwelle U_{ST}, wird ein Resetsignal an Anschluß 2 ausgelöst und erst wieder aufgehoben, wenn die obere Schaltschwelle U_{dT} überschritten wird. Bei einem Ausgangsstrom kleiner als $I_{QNA} = 10$ mA, schaltet der Standby-Umschalter den Reset-Generator ab. Dieser Zustand wird verlassen, wenn der Ausgangsstrom wieder steigt, die Ausgangsspannung unter 4,2 V sinkt oder der Verzögerungskondensator durch externe Mittel entladen wird. Der IC wird durch eine Leistungsbegrenzung vor Zerstörung geschützt. Bei Überspannung oder Übertemperatur wird der IC abgeschaltet.

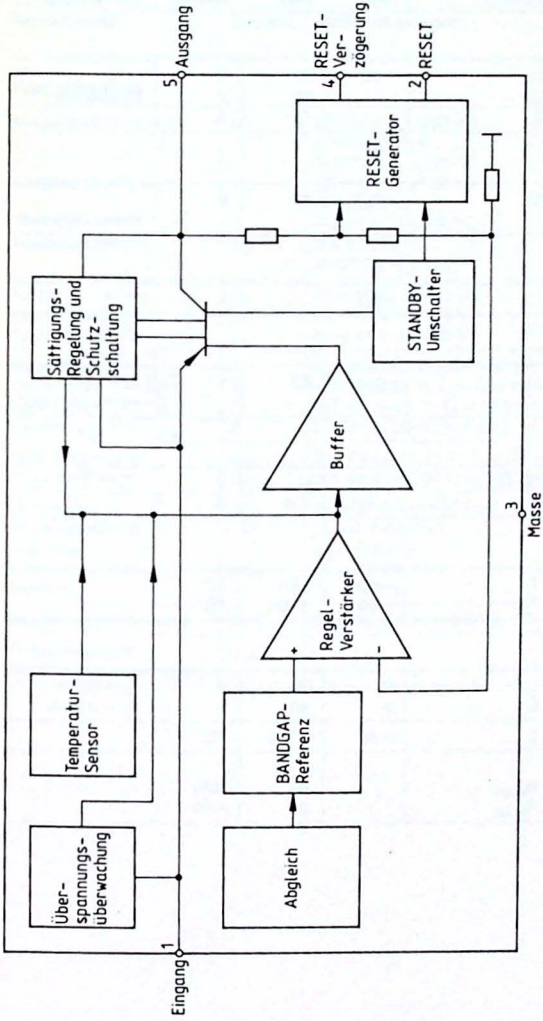
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_I	Eingang
2	U_R	Reset-Ausgang
3	GND	Masse
4	U_D	Reset-Verzögerung
5	U_Q	Ausgang

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Bemerkungen
Eingang (Anschluß 1)					
Eingangsspannung	U_I	−42	42	V	
Eingangsspannung	U_I		65	V	$t \leq 400$ ms
Eingangsstrom	I_I		1,6	A	
Reset-Ausgang (Anschluß 2)					
Spannung	U_R	−0,3	42	V	
Strom I_R					intern begrenzt
Masse (Anschluß 3)					
Strom I_M		−0,5		A	
Reset-Verzögerung (Anschluß 4)					
Spannung	U_d	−0,3	42	V	
Strom I_d					intern begrenzt
Ausgang (Anschluß 5)					
Differenzspannung	$U_I - U_Q$	−5,25	U_I	V	
Strom I_Q			1,4	A	
Temperaturen					
Sperrschichttemperatur	T_j	−40	150	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C	
Funktionsbereich					
Eingangsspannung	U_I	6	28	V	$I_Q = 0{,}5$ A
Eingangsspannung	U_I	6	40	V	$I_Q = 0{,}15$ A
Sperrschichttemperatur	T_j	−40	+150	°C	
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		3	K/W	

Kenndaten

$U_I = 13{,}5$ V; $T_U = 25$ °C (wenn nicht anders angegeben)

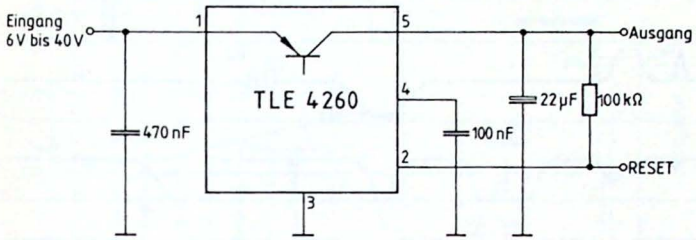
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Normalbetrieb							
Ausgangsspannung	U_Q	25 mA ≤ I_Q ≤ 500 mA 6 V ≤ U_I ≤ 28 V −40 °C ≤ T_j ≤ 125 °C	1	4,75	5,00	5,25	V
Ausgangsspannung	U_Q	25 mA ≤ I_Q ≤ 150 mA 6 V ≤ U_I ≤ 40 V −40 °C ≤ T_j ≤ 125 °C	1	4,75	5,00	5,25	V
Ausgangsstrom	I_Q	0 V ≤ U_I ≤ 2 V −40 °C ≤ T_j ≤ 125 °C	1			50	µA
Kurzschlußstrom	I_K	U_I = 17 V; U_Q = 0 V	1	750	1000		mA
Kurzschlußstrom	I_K	U_I = 28 V; U_Q = 0 V	1	500	700		mA
Kurzschlußstrom	I_K	U_I = 40 V; U_Q = 0 V	1	150	200		mA
Eigenstrom; $I = I\text{-}I_Q$	I	6 V ≤ U_I ≤ 28 V; I_Q = 150 mA	1		8,5	10	mA
Eigenstrom; $I = I\text{-}I_Q$	I	6 V ≤ U_I ≤ 28 V; I_Q = 500 mA	1		50	60	mA
Eigenstrom; $I = I\text{-}I_Q$	I	3,3 V ≤ U_I ≤ 6 V; I_Q = 150 mA	1			27,5	mA
Eigenstrom; $I = I\text{-}I_Q$	I	3,3 V ≤ U_I ≤ 6 V; I_Q = 500 mA	1			70	mA
Drop-Spannung	U_{Dr}	3,3 V < U_I < 5,45 V; I_Q = 0,5 A	1		0,35	0,5	V
Drop-Spannung	U_{Dr}	3,3 V < U_I < 5,05 V; I_Q = 0,15 A	1		0,20	0,3	V
Lastregelung	ΔU_Q	I_Q = 25 mA bis 500 mA	1		15	35	mV
Speisespannungs-regelung	U_Q	U_I = 6 V bis 28 V I_Q = 100 mA	1		15	75	mV
Speisespannungs-regelung	ΔU_Q	U_I = 6 V bis 16 V I_Q = 100 mA	1		5	25	mV
Brummunterdrückung	SVR	f_r = 100 Hz; U_r = 0,5 V_{SS}	1		54		dB
Temperaturdrift der Ausgangsspannung	α_{UQ}		1		$2 \cdot 10^{-4}$		1/°C

Kenndaten

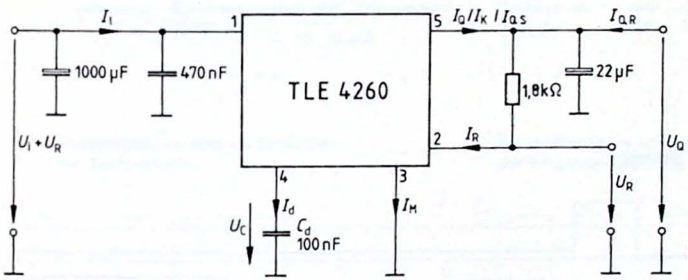
$U_I = 13{,}5$ V; $T_U = 25$ °C (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Standby-Betrieb							
Ruhestrom $I = I\text{-}I_Q$	I	$10\text{ V} < U_I < 16\text{ V}$; $I_Q = 0$ mA	1		500	600	µA
Eigenstrom $I = I\text{-}I_Q$	I	$10\text{ V} < U_I < 16\text{ V}$; $I_Q = 5$ mA			700	850	µA
Standby Aus/Normalbetrieb Ein							
Eigenstrom	I_{SA}	siehe Diagramm	1		1,0	1,2	mA
Eigenstrom	I_{NE}	siehe Diagramm	1		1,7	2,2	mA
Normalbetrieb Aus/Standby Ein							
Eigenstrom	I_{QNA}	siehe Diagramm	1		1,55	2,00	mA
Eigenstrom	I_{QSE}	siehe Diagramm	1		850	1050	µA
Schaltschwelle	I_{QNA}	siehe Diagramm	1	7,5	10	12,5	mA
Schalthysterese	ΔI_Q	siehe Diagramm	1	2,25	3	4	mA
Reset-Generator							
Schaltschwelle	U_{RT}	in % von U_Q $I_Q = 500$ mA; $T_j = 150$ °C $U_I = 6$ V	1	95	95,5	96	%
Schalthysterese	ΔU_{RT}		1		10		mV
Schaltspannung	U_R	$I_R = 3$ mA	1		0,25	0,4	V
Sperrstrom	I_R	$U_R = 5$ V	1			1	µA
Ladestrom	I_d		1	22,2	30	37,5	µA
Schaltschwelle	U_{ST}		1	0,9	1	1,1	V
Verzögerungs-schaltschwelle	U_{dT}		1	2,25	2,50	2,75	V
Verzögerungszeit	t_d	$C_d = 100$ nF	1		10		ms
	t_t	$C_d = 100$ nF	1		5		µs
Allgemeine Daten							
Abschaltspannung	U_{Iab}	$I_Q < 1$ mA	1	41	43	45	V
Abschalthysterese	ΔU_I				3,0		V
Sperrstrom	I_{QS}	$U_Q = 0$ V $U_I = 45$ V	1		500		µA
Rückstrom	I_{QR}	$U_Q = 5$ V; U_I = offen	1			1,5	mA

Anwendungsschaltung



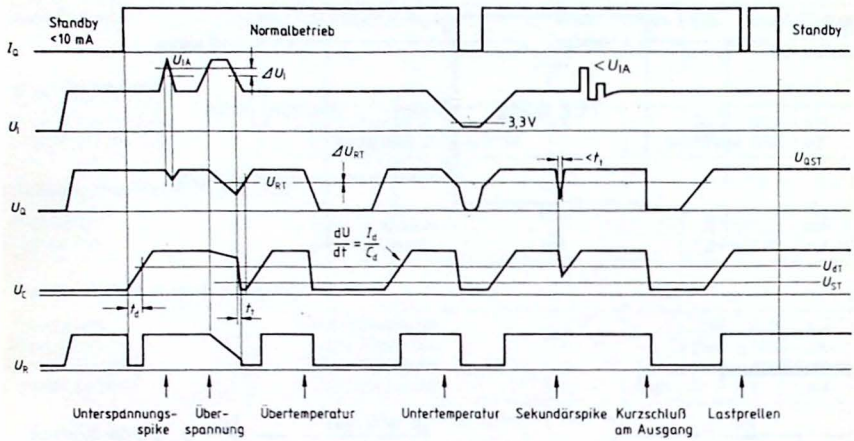
Meßschaltung



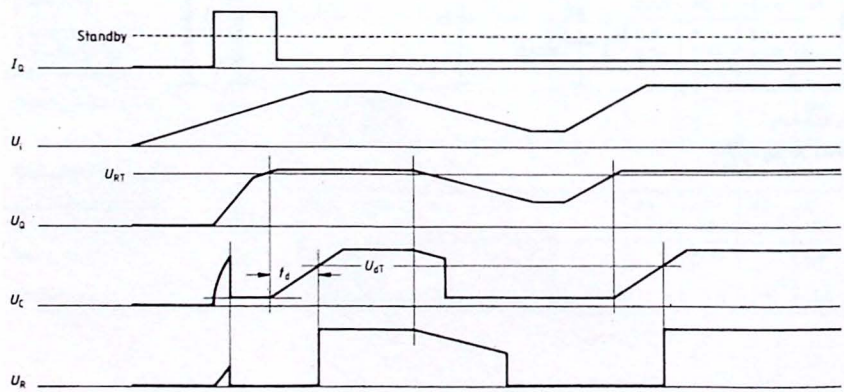
$U_{Dr} = U_I - U_Q$

$SVR = 20 \log \frac{U_R}{\Delta U_Q}$

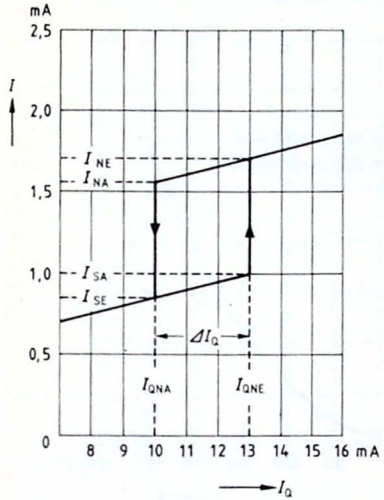
Zeitverhalten



Zeitverhalten im Standby

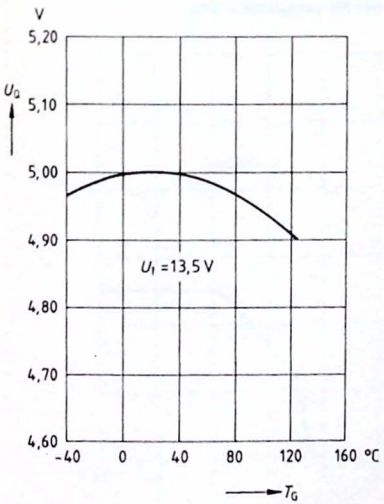


Standby/Normal-Umschaltung

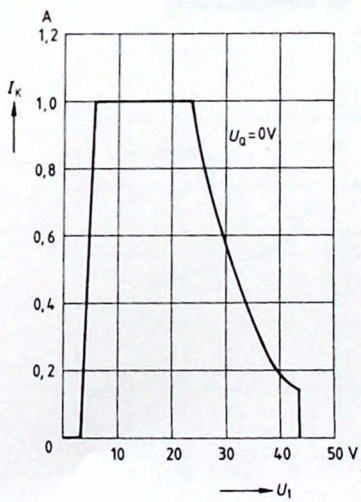


Indizes:
N = Normal
S = Standby
E = EIN
A = AUS

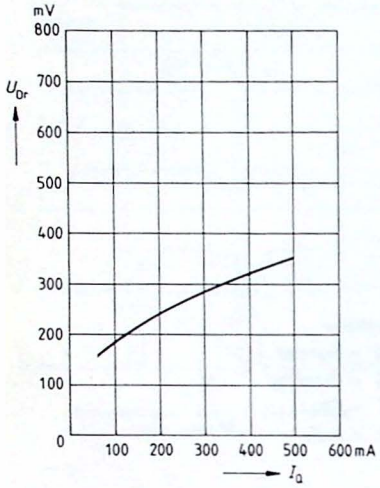
Ausgangsspannung als Funktion der Temperatur



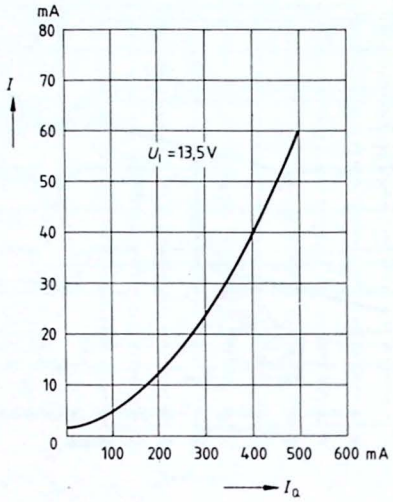
Kurzschlußstrom als Funktion der Eingangsspannung



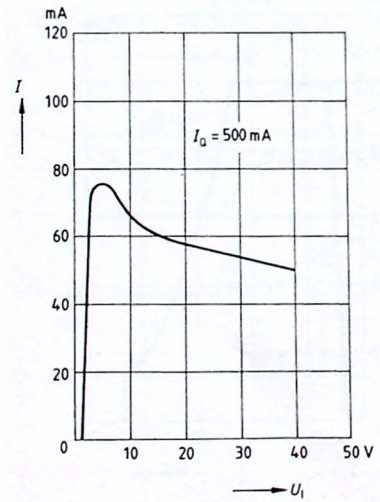
Minimale Drop-Spannung als Funktion des Ausgangsstromes



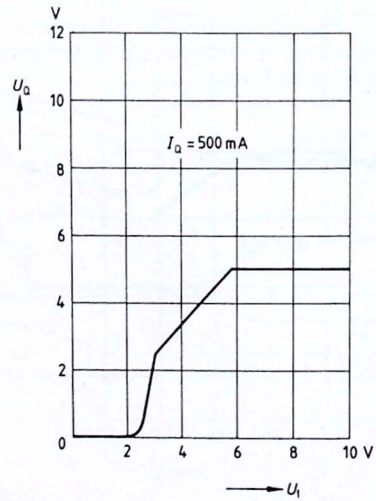
Eigenstromverbrauch als Funktion des Ausgangsstromes



Eigenstromverbrauch als Funktion der Eingangsspannung



Ausgangsspannung als Funktion der der Eingangsspannung



Treiber und Interfaceschaltungen
Pegelumsetzer, Transistorarrays

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Speise-spannung U_S (U_{CEO}) V	Temperatur-bereich T_U °C
Treiber- und Interfaceschaltungen				
FZL 4141 D	P-DIP-18	Kurzschlußfester Treiber für Leistungstransistoren mit Kurzschlußmeldeausgang	4,5 bis 35	0 bis 70
FZL 4145 D	P-DIP-18		4,5 bis 35	−25 bis 85
Pegelumsetzer				
FZH 211 S	P-DIP-16	Treiber und Pegelwandler für TTL, C MOS und LSL für Anwendungen von 5 bis 39 V und 150 mA	4 bis 30	0 bis 70
FZH 215 S	P-DIP-16		4 bis 30	−25 bis 85
Transistorarrays				
TCA 671	P-DIP-14	Transistorarray 5 NPN-Transistoren	42	−25 bis 85
TCA 671 G	P-DSO-14 (SMD)		42	−25 bis 85
TCA 871	P-DIP-14		32	−25 bis 85
TCA 871 G	P-DSO-14 (SMD)		32	−25 bis 85
TCA 971	P-DIP-14		42	−25 bis 85
TCA 971 G	P-DSO-14 (SMD)		42	−25 bis 85
TCA 991	P-DIP-14		32	−25 bis 85
TCA 991 G	P-DSO-14 (SMD)		32	−25 bis 85

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S FZL 4141 D	Q67000-H8436	P-DIP-18
S FZL 4145 D	Q67000-H8437	

Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält vier Treiberschaltungen zur Ansteuerung von Leistungstransistoren für hohe Ausgangsströme, wobei die Ausgangstransistoren gegen Kurzschluß nach Masse und Speisespannung gesichert sind. Die Eingangsschwelle ist zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar. Bei Überlast oder Kurzschluß eines Ausgangs spricht ein Meldeausgang an.

Schaltungsbeschreibung

Jede Treiberschaltung hat einen aktiv-H-Eingang E und einen für alle Stufen gemeinsamen Freigabeeingang F (aktiv-H). Die Ausgänge Q dienen zur Ansteuerung der Endtransistoren. Über den Anschluß W wird der Laststrom abgefragt. Überschreitet dieser den eingestellten Wert, schaltet die Endstufe ab. Das Wiedereinschalten besorgt der eingebaute Taktgenerator, zu dessen Betrieb eine äußere Kapazität C_T am Anschluß C notwendig ist. Wird C_T mit einer Ruhestromtaste überbrückt, so wird nur bei Tastenbetätigung wieder eingeschaltet. Das Impuls-/Pausenverhältnis des Taktgenerators ist 1 : 50 (z. B. 40 µs/2 ms bei $C_T = 33$ nF).

Hat eine der 4 Endstufen Kurzschluß gegen Masse bzw. Überstrom, so schaltet der Kurzschlußmeldeausgang auf L. Bei Taktbetrieb (d. h. wenn nicht durch eine Taste, sondern selbsttätig durch den Takt wiedereingeschaltet wird), schaltet M im Rhythmus des Takts ein und aus, solange Kurzschluß oder Überlast anliegt. M ist ein offener Kollektor-Ausgang. Nicht benützte W-Anschlüsse müssen mit U_S verbunden werden. Offene W-Anschlüsse täuschen einen Kurzschluß vor und aktivieren den Meldeausgang.

Die Schaltschwelle an den Eingängen E und F ist über den Anschluß SU zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar:

$U_{SU} = 0$ V: Eingangsschwelle = 1,5 V (für 5 V-Logik)
$U_{SU} = 0 \ldots 5$ V: Eingangsschwelle = $U_{SU} + 1{,}5$ V
$U_{SU} = U_S$: Eingangsschwelle = 7 V (für 12/15 V- und 24/28 V-Logik)

Ist der Ausgang infolge der logischen Zustände der Eingänge E oder F gesperrt, so ist diese Sperrung im gesamten Speisespannungsbereich zwischen $U_S = 0$ V und $U_S = 35$ V wirksam.

Die Eingänge sind mit Klemmdioden gesichert.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkung
Speisespannung	U_S	−0,3	35	V	
Speisespannung	U_S	−0,3	45	V	100 ms, 1s Pause
Eingangsspannung an E und F	$U_{E,F}$	−0,3	35	V	1)
Spannung an SU und M	$U_{SU,M}$	−0,3	45	V	
Ausgangsspannung an Q	U_Q	−0,3	U_S	V	
Spannung an C	U_C	−0,3	U_S	V	
Spannung an W	U_W	U_S-5	U_S	V	3)
Eingangsstrom an E und F	$I_{E,F}$	−3	1	mA	2)
	$I_{E,F}$	−6	2	mA	2) 100 ms, 1s Pause
	$I_{E,F}$	−6	5	mA	2) 100 µs, 1 ms Pause
Ausgangsstrom an M	I_M		8	mA	
Verlustleistung aller Eingangsdioden zusammen	P_{tot}		50	mW	
Lagertemperatur	T_{stg}	−65	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		65	K/W	
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		45	K/W	

Funktionsbereich

Speisespannungen für Eingangsschwelle 1,5 V	U_S	4,5	35	V	$U_{SU} = 0$ V
Eingangsschwelle 1,5 V bis 6,5 V	U_S	$U_{SU}+4{,}5$	35	V	$U_{SU} = 0 \ldots 5$ V
Eingangsschwelle 7 V	U_S	10	35	V	$U_{SU} = U_S$
Umgebungstemperatur					
FZL 4141 D	T_U	0	70	°C	
FZL 4145 D	T_U	−25	85	°C	

Anmerkungen:
1) Bei $U_{E,F} > 35$ V ist ein Schutzwiderstand vor E, F erforderlich
2) $U_{E,F}$ darf bei Stromeinprägung über 35 V ansteigen.
3) Nicht benutzte W-Anschlüsse müssen an U_S gelegt werden.

Kenndaten im Betriebsbereich

Speisespannung $4{,}5\ V \le U_S \le 30\ V$

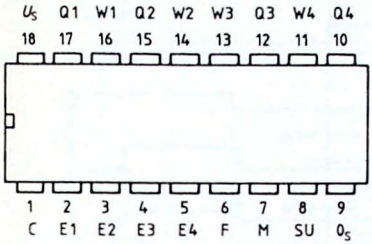
FZL 4141 D $0°C \le T_U \le +70°C$
FZL 4145 D $-25°C \le T_U \le +85°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	$U_F = 0\ V$, $U_W = U_S$		6	8,5	mA
H-Eingangsspannung an E, F	U_{IH}	$U_{SU} = 0\ V$	2			V
H-Eingangsspannung an E, F	U_{IH}	$U_{SU} = U_S$	8			V
L-Eingangsspannung an E, F	U_{IL}	$U_{SU} = 0\ V$			0,7	V
L-Eingangsspannung an E, F	U_{IL}	$U_{SU} = U_S$			6	V
Eingangsstrom an E, F	$I_{E,F}$	$0{,}5\ V \le U_{E,F} \le 30\ V$	50		200	µA
L-Ausgangsspannung an M	U_{ML}	$I_M = 5\ mA$			0,5	V
Verfügbarer Ausgangsstrom[1]	I_Q	$U_Q = U_S - 1{,}5\ V$	1,5	2,5		mA
	I_Q	$T_U = 0°C$, $U_Q = U_S - 1{,}5\ V$	1,7			mA
Strom aus SU	$-I_{SU}$	$U_{SU} = 0\ V$		2	10	µA
Schaltschwelle an W	U_W		$U_S - 0{,}6$	$U_S - 0{,}5$	$U_S - 0{,}4$	V
Strom in W	I_W				100	µA
Strom aus C	$-I_C$	$T_U = 20°C$	12	20	34	µA
Strom in C	I_C	$T_U = 20°C$	0,6	1	1,7	mA
Obere Schaltschwelle an C	U_{Co}	$T_U = 20°C$	1,6	2,1	1,7	V
Untere Schaltschwelle an C	U_{Cu}	$T_U = 20°C$	0,6	0,9	1,2	V
Restspannung an T[2]	U_{QR}	$U_W = U_S - 2V$, $I_Q = 0$		$U_S - 0{,}3$		V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$U_F = 0\ V$	$U_S - 0{,}25$	$U_S - 0{,}02$		V

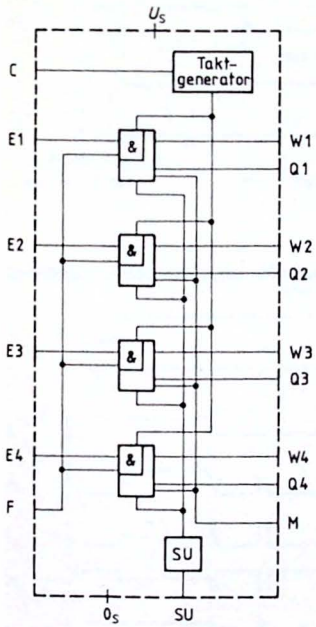
[1]) Der tatsächliche Ausgangsstrom ist um typ. 0,5 mA höher für den erforderlichen Vorstrom für die Kurzschlußsicherung. Zur Aussteuerung der äußeren Endtransistoren steht jedoch nur der oben spezifizierte Wert zur Verfügung.

[2]) siehe Blockschaltbild.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

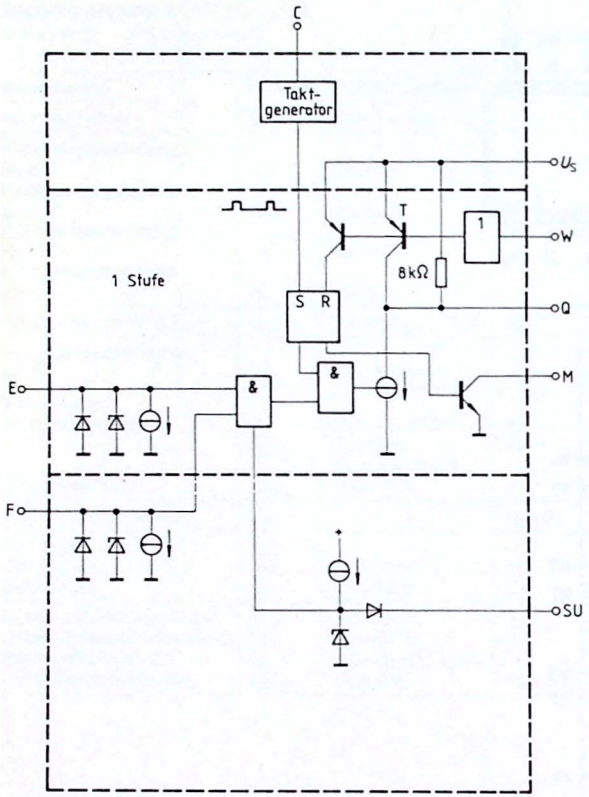


Blockschaltbild



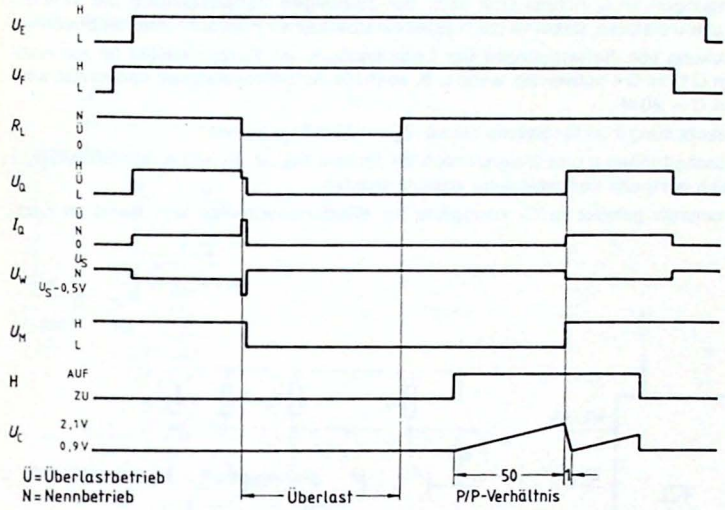
E Treibereingang
F Freigabeeingang
C Taktkondensator
Q Ausgang
SU Eingang für Schwellenumschaltung
W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung
M Meldeausgang

Prinzipschaltung einer Stufe

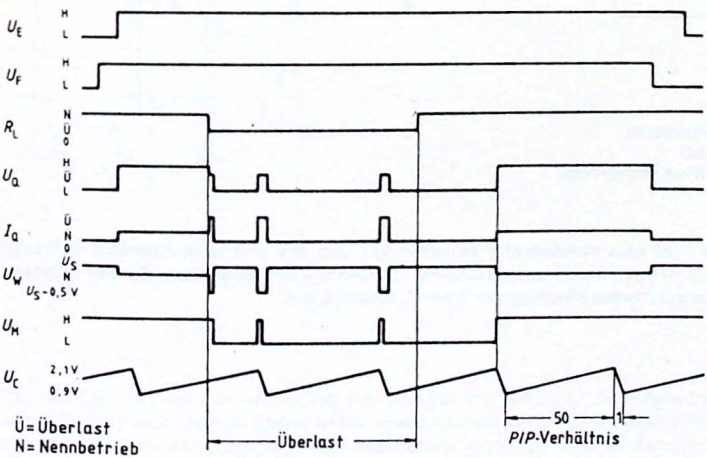


E Treibereingang
F Freigabeeingang
C Taktkondensator
M Meldeausgang
Q Ausgang
SU Eingang für Schaltschwellenumschaltung
W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung

Betriebsart: Wiedereinschalten nach Überlast mit Taste H



Betriebsart: Selbsttätiges Wiedereinschalten nach Überlast



Prinzipielle Anwendungsschaltungen

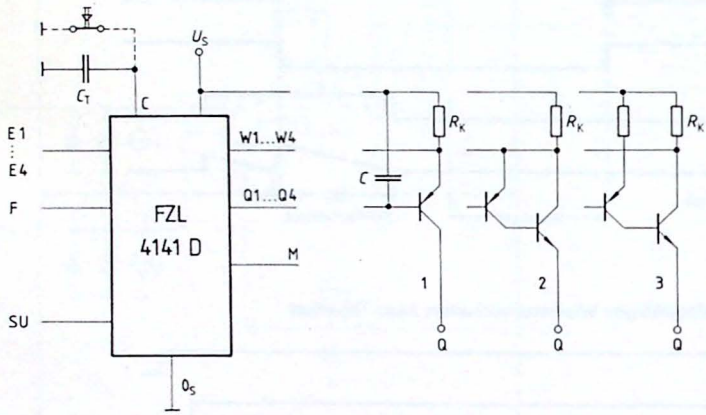
Die Lastbedingungen an Q richten sich nach der zulässigen Verlustleistung der verwendeten Leistungstransistoren. Dabei ist die Impulsbelastbarkeit im Kurzschlußfall zu beachten.

Zur Unterdrückung von Schwingungen der Leistungsstufe im Kurzschlußfall ist ein Kondensator C an Q1 bis Q4 notwendig, wenn z. B. schnelle Schalttransistoren verwendet werden. Richtwert $C \approx 20\,nF$.

Die Ausgangsschaltung 1 ist für Ströme bis ca. $I_Q = 100\,mA$ geeignet.

Die Ausgangsschaltungen 2 und 3 eignen sich für Ströme bis ca. $I_Q = 2\,A$. Mit Schaltung 3 kann dabei eine minimale Verlustleistung erreicht werden.

Eine Ruhestromtaste parallel zu C_T ermöglicht ein Wiedereinschalten von Hand im Kurzschlußfall.



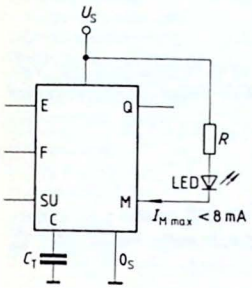
R_K = Strommeßwiderstand
$C_T = 0{,}8 \cdot t_p$ (nF, µs)
t_p = Kurzschlußstrom-Impulslänge

Anmerkung:

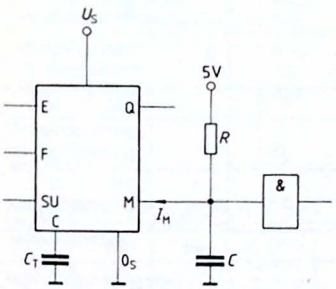
Bei Schaltung 1 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und dem Kollektor zulässig. Bei Schaltung 2 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und Basis bzw. Emitter zulässig. Andernfalls treten zu hohe Stromspitzen beim Kurzschluß auf.

Prinzipielle Anwendung des Kurzschlußmeldeausgangs M

1. LED – Anzeige



2. TTL /CMOS /LSL – Ansteuerung



Für den Fall, daß die bei Taktbetrieb auftretenden Impulse an M die Folgeschaltung stören, ist ein Tiefpaß erforderlich. Dabei ist bei einem Laststrom von $I_M = 1$ mA ein Kondensator C von ca. 10 nF notwendig, um die Ausgangsimpulse von bis zu 10 µs (abhängig von C_T) auf 1 V zu begrenzen. Die Meldung erfolgt dabei nach ca. 50 µs.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SFZH 211 S	Q67000-H639-S1	P-DIP-16
SFZH 215 S	Q67000-H2431	

Vier NAND-Treiber mit offenem Kollektorausgang, 2 Eingängen und N-Anschluß zur Verzögerung. Eingangsschwelle umschaltbar auf LSL-, TTL- und CMOS Pegel, in Abhängigkeit von der verwendeten Speisespannung.

Hauptanwendung

Treiber bis 30 V/150 mA, Relaistreiber und Pegelwandler.
Die Formeln für die wired-AND-Verknüpfung gelten wie bei FZH 161/181 (siehe LSL-Datenbuch). Bei wired-AND-Verknüpfung und N-Beschaltung müssen gleichgroße Kapazitäten C_N verwendet werden.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		0	30	V
Eingangsspannung	U_I		−0,5	30	V
Spannung zwischen 2 Eingängen	U_{II}			30	V
Spannung am Ausgang Ausgangstransistor gesperrt	$U_{Q\,H}$			30	V
Spannung am Ausgang Ausgangstransistor leitend	$U_{Q\,L}$		0		V
Ausgangsstrom	$I_{Q\,L}$			150	mA
Kapazität an Q	C_L			5	nF
Kapazität zwischen N und Q	C_N			0,1	µF
Spannung an N			−1	0,6	V
Strom an N			−10	2	mA
Lagertemperatur	T_{stg}		−65	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$			60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannungsbereich 1	U_S	TTL-Schwelle an A, B	4	7	V
Speisespannungsbereich 2	U_S	LSL-Schwelle an A, B	9	30	V
Speisespannung	U_S	Umschaltung der Schwelle an A, B bei $U_S = 8$ V typ.	4	30	V
Umgebungstemperatur					
FZH 211 S (Bereich 1)	T_U		0	70	°C
FZH 215 S (Bereich 5)	T_U		−25	85	°C

Kenndaten im 5-V-Bereich
Temperaturbereich 1 und 5

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		4		7	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	$U_S = U_{SB}$	2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$U_S = U_{SA}$ und U_{SB}			0,8	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1{,}6$ mA | $U_{IH} = 2$ V		0,7	0,8	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100$ mA | $U_S = U_{SB}$			1,3	V
L-Ausgangsspannung[1])	U_{QL}	$I_{QL} = 150$ mA			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30$ V | $U_{IH} = U_{SA}$			1	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V		5	50	µA
H-Ausgangsstrom	I_{QL}	$U_{IL} = 0{,}8$ V, $U_{QH} = 30$ V, $U_S = U_{SB}$			50	µA
Stromaufnahme pro Gehäuse	I_S	$U_S = 7$ V, $U_I = 0$ V	1,5	3	5	mA

Kenndaten im 12-V-, 15-V-, 24-V-Bereich
Temperaturbereich 1 und 5

Speisespannung	U_S		9		30	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	$U_S = U_{SB}$	8			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$U_S = U_{SA}$ und U_{SB}			6	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		2,5	5,0		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100$ mA | $U_{IH} = 8$ V		1	1,3	V
L-Ausgangsspannung[1])	U_{QL}	$I_{QL} = 150$ mA | $U_S = U_{SB}$			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30$ V | $U_S = U_{SA}$			1	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V		5	50	µA
H-Ausgangsstrom	I_{QH}	$U_{IL} = 6$ V, $U_{QH} = 30$ V, $U_S = U_{SB}$			50	µA
Stromaufnahme pro Gehäuse	I_S	$U_S = 30$ V, $U_I = 0$ V	1,5	3	5	mA

Schaltzeiten bei $U_S = 12$ V, $T_U = 25\,°C$

Signal-Laufzeit	t_{PLH}	$U_{SK} = 12$ V $R_K = 760\ \Omega$ $C_L = 15$ pF		550		ns
	t_{PHL}			200		ns
Signal-Übergangszeit	t_{TLH}			90		ns
	t_{THL}			25		ns

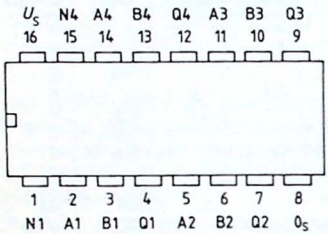
Signal-Übergangszeiten an Q
bei C_N-Beschaltung zwischen N und Q:

$$\left.\begin{aligned} t_{THL} &= 6 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \\ t_{TLH} &= 15 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \end{aligned}\right\} \text{(µs, µF, V)}$$

Richtwerte für $C_N > 0{,}02$ µF

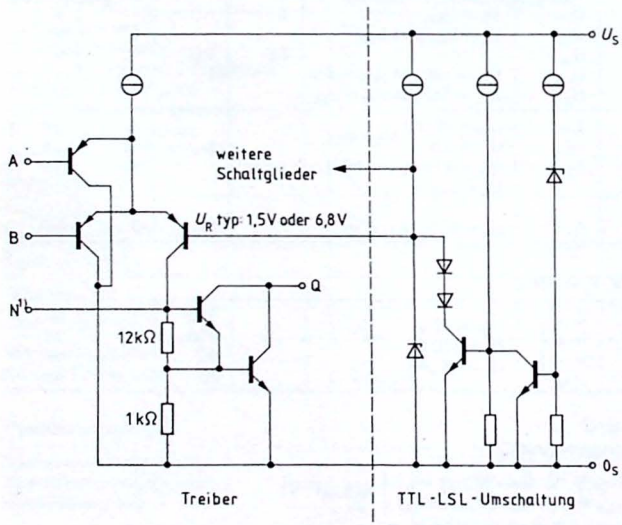
1) Die Summe aller Ausgangsströme pro Gehäuse darf bei FZH 211S 400 mA und 350 mA bei FZH 215S nicht überschreiten.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



A, B = Eingänge
Q = Ausgang

Schaltschema (ein Glied)



Logische Funktion $Q = \overline{\bar{A} \wedge B}$

1) nur bei Schaltgliedern 1 und 4

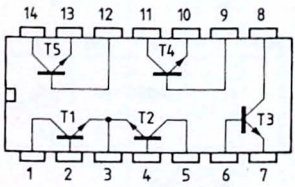
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 671	Q67000-T1	P-DIP-14
TCA 671 G	Q67000-A2366	P-DSO-14 (SMD)
TCA 871	Q67000-T2	P-DIP-14
TCA 871 G	Q67000-A2367	P-DSO-14 (SMD)
TCA 971	Q67000-T11	P-DIP-14
TCA 971 G	Q67000-A8075	P-DSO-14 (SMD)
TCA 991	Q67000-T12	P-DIP-14
TCA 991 G	Q67000-A8076	P-DSO-14 (SMD)

TCA 671, TCA 871, TCA 971 und TCA 991 sind monolithisch integrierte Transistor-Arrays mit je 5 NPN-Transistoren. Die Arrays sind für Schalter- und Verstärkeranwendungen bis ca. 30 MHz geeignet. Wegen des einheitlichen Aufbaus streuen die Daten der Transistoren nur wenig. Die Arrays sind vorteilhaft einzusetzen in: Lampentreiber, Verstärker, Impulsgeber und TCA 971 und TCA 991 besonders für diskret aufgebaute Differenzverstärker.

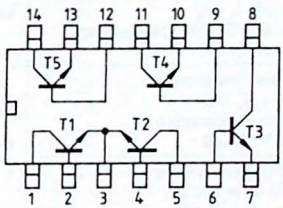
- Vielseitig einsetzbar
- Geringe Streuung von U_{BE} und B
- Großer Ausgangsstrom
- Guter thermischer Gleichlauf
- TCA 971; G/TCA 991; G kompatibel zu 3045/46/48 und 3146

Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

TCA 671, TCA 871 Substrat = Anschluß 3
TCA 971, TCA 991 Substrat = Anschluß 13
Der Substratanschluß muß mit dem negativsten Potential verbunden werden.



TCA 671 G, TCA 871 G,
TCA 971 G, TCA 991 G



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971	TCA 871 TCA 991	Einheit
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung	U_{CB0}	45	35	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung	U_{CE0}	42	32	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung	U_{EB0}	6	6	V
Kollektor-Substratspannung ($I_C = 100\ \mu A$)	U_{CS}	70	60	V
Kollektor-Strom	I_C	200	200	mA
Basisstrom	I_B	10	10	mA
zul. Verlustleistung für Einzeltransistor	P_{tot}	300	300	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−40 bis 125	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	85	85	K/W
TCA 671 G; TCA 871 G; TCA 971 G; TCA 991 G	$R_{th\ SU}$	145	145	K/W

Funktionsbereich

Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971 min.	typ.	max.	TCA 871 TCA 991 min.	typ.	max.	Einheit
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_E = 0$	U_{CB0}	45			35			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_B = 0$	U_{CE0}	42			32			V
Kollektor-Substrat-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_{CS} = 0$	U_{CS}	70			60			V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung bei $I_E = 100\ \mu A$, $I_C = 0$	U_{EB0}	6			6			V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA	$U_{CE\ Sat}$		200	350		200	350	mV
Kollektor-Basis-Reststrom bei $U_{CB} = 25$ V, $I_E = 0$	I_{CB0}		0,02	1		0,02	10	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom bei $U_{CE} = 25$ V, $I_B = 0$	I_{CE0}			1			10	µA
Statische Stromverstärkung	B							
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 100\ \mu A$		40	80		40	80		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA		100	140		100	140		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 10$ mA		100	160		100	160		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 100$ mA		40	100		40	100		

Kenndaten

$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971 min.	typ.	max.	TCA 871 TCA 991 min.	typ.	max.	Einheit
Differenzbasisstrom für Transistoren T1 = T2 bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	I_{BD}		0,5	1		1		µA
Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BE}		0,65			0,65		V
Differenz-Basis-Emitterspannung für T1 + T2 Transistoren, bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BED}		2	5		4		mV
Differenz-Basis-Emitterspannung für T3 bis T5 Transistoren, bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BED}		4	10		6		mV
Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}$		−2			−2		mV/K
Transitfrequenz	f_T	300	550		300	550		MHz

Schaltzeiten

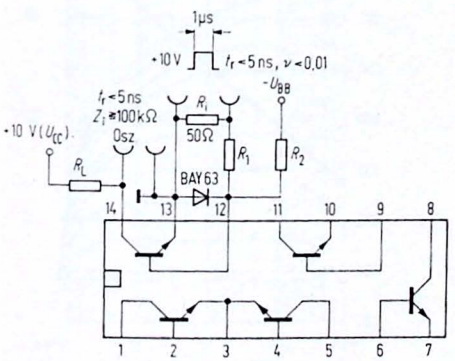
$I_C : I_{B1} : -I_{B2} \approx 10:1:1$ mA; $R_1 = 5$ kΩ; $R_2 = 5$ kΩ; $U_{BB} = 3{,}5$ V; $R_L = 990$ Ω

t_{ein} 85 (< 150) ns t_{aus} 480 (< 800) ns

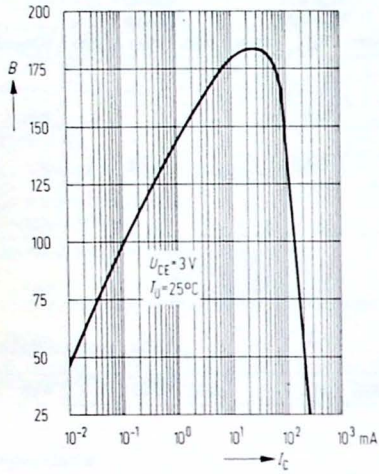
$I_C : I_{B1} : -I_{B2} \approx 100:10:10$ mA; $R_1 = 500$ Ω; $R_2 = 700$ Ω; $U_{BB} = 5$ V; $R_L = 98$ Ω

t_{ein} 55 (< 150) ns t_{aus} 450 (< 800) ns

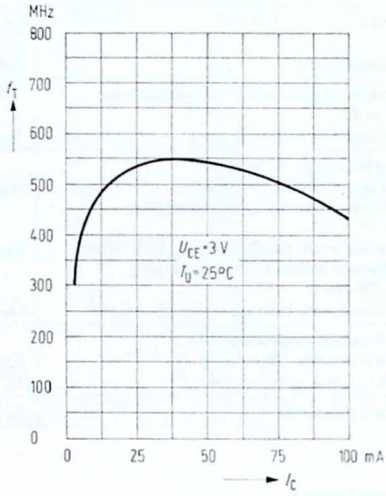
Meßschaltung für Schaltzeiten



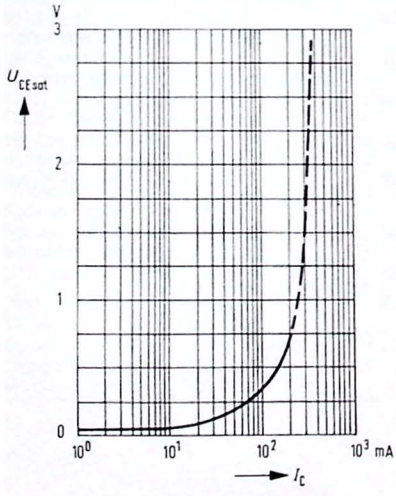
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
$U_{CE} = 3\ V$; $T_U = 25\ °C$



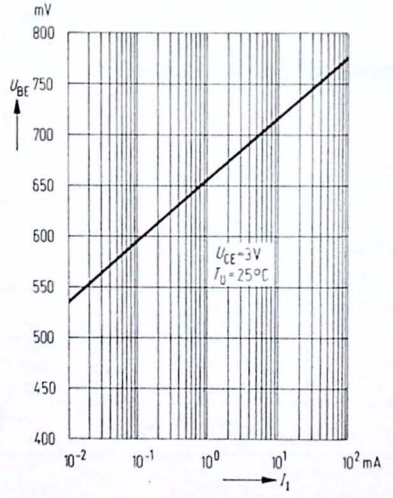
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
$U_{CE} = 3\ V$; $T_U = 25\ °C$



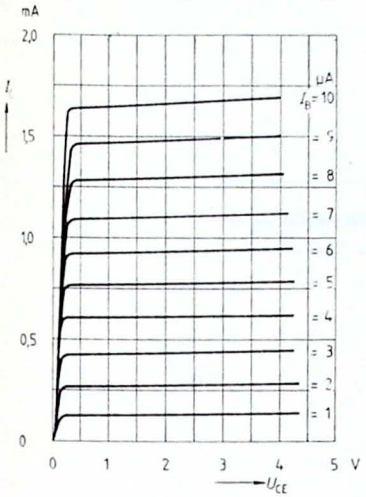
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
$U_{CEsat} = f(I_C)$; $B = 20$



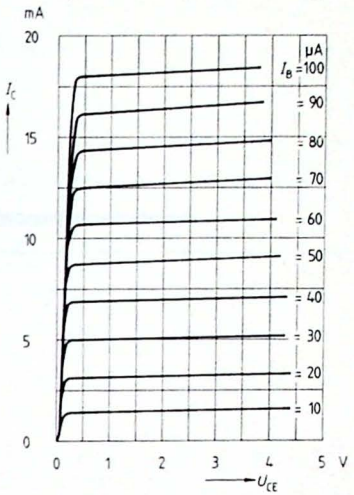
Basis-Emitter-Spannung $U_{BE} = f(I_I)$
$U_{CE} = 3\ V$; $T_U = 25\ °C$



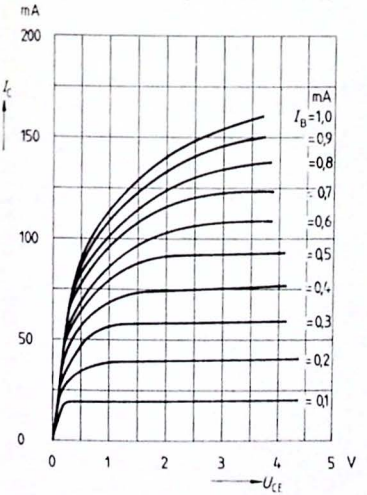
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)



Thyristor- und Triacansteuerungen

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Technische Daten	
TCA 785	P-DIP-16	Phasenanschnittsteuerung für Thyristoren, Triacs, Transistoren, 250 mA Ausgangsstrom	**Speisespannung** U_S (U_{CEO}) V	**Temperaturbereich** T_U °C
			8 bis 18	−25 bis 85
TLE 3101 TLE 3102 TLE 3103 TLE 3104	P-DIP-18 P-DIP-14 P-DIP-14 P-DIP-8	Phasenanschnittsteuerung zum Aufbau von Steuer- und Regelschaltungen. Typische Anwendungen: Motorregelung für Küchenmaschinen, Helligkeitssteuerung und Temperaturregelung	U_S = 10 bis 30 V I_S = typ. 2,4 mA	
SLB 0586	P-DIP-8	Elektronischer CMOS-Helligkeitsregler	U_S = −4,8 bis −5,8 V	

Bipolare Schaltung

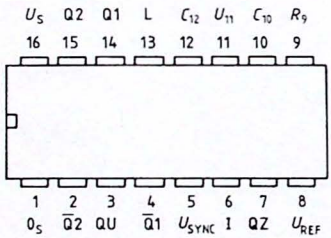
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16

Phasenanschnittsteuerung zur Steuerung von Thyristoren, Triacs und Transistoren. Die Steuerimpulse lassen sich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Typische Anwendungen sind Stromrichterschaltungen, Wechselstromsteller und Drehstromsteller.

Dieser IC ersetzt die bisherigen Typen TCA 780 und TCA 780 D.

- Sichere Erkennung des Nulldurchgangs
- Breites Anwendungsfeld
- Als Nullpunktschalter einsetzbar
- LSL-kompatibel
- Dreiphasenbetrieb möglich (3 IC)
- Ausgangsstrom 250 mA
- Großer Rampenstrombereich
- Weiter Temperaturbereich

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_S	Masse
2	$\overline{Q2}$	Ausgang 2 invertiert
3	QU	Ausgang U
4	$\overline{Q1}$	Ausgang 1 invertiert
5	U_{SYNC}	Synchronspannung
6	I	Inhibit
7	QZ	Ausgang Z
8	U_{REF}	Stabilisierte Spannung
9	R_9	Rampenwiderstand
10	C_{10}	Rampenkapazität
11	U_{11}	Steuerspannung
12	C_{12}	Impulsverlängerung
13	L	Langimpuls
14	Q1	Ausgang 1
15	Q2	Ausgang 2
16	U_S	Speisespannung

Funktionsbeschreibung

Das Synchronisiersignal wird über einen hochohmigen Widerstand von der Netzspannung abgeleitet (Spannung U_5). Ein Nulldetektor wertet die Nulldurchgänge aus und führt sie dem Synchronisierspeicher zu.

Dieser steuert einen Rampengenerator, dessen Kondensator C_{10} durch einen Konstantstrom (bestimmt durch R_9) aufgeladen wird. Überschreitet die Rampenspannung U_{10} die Steuerspannung U_{11} (Schaltpunkt φ), wird ein Signal an die Logik weitergeleitet. Abhängig von der Größe der Steuerspannung U_{11} kann der Schaltpunkt φ zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschoben werden.

An den Ausgängen Q1 und Q2 erscheint für jede Halbwelle je ein positiver Impuls von ca 30 µs Dauer. Die Impulsdauer kann über einen Kondensator C_{12} bis 180° verlängert werden. Wird Anschluß 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Länge von φ bis 180°.

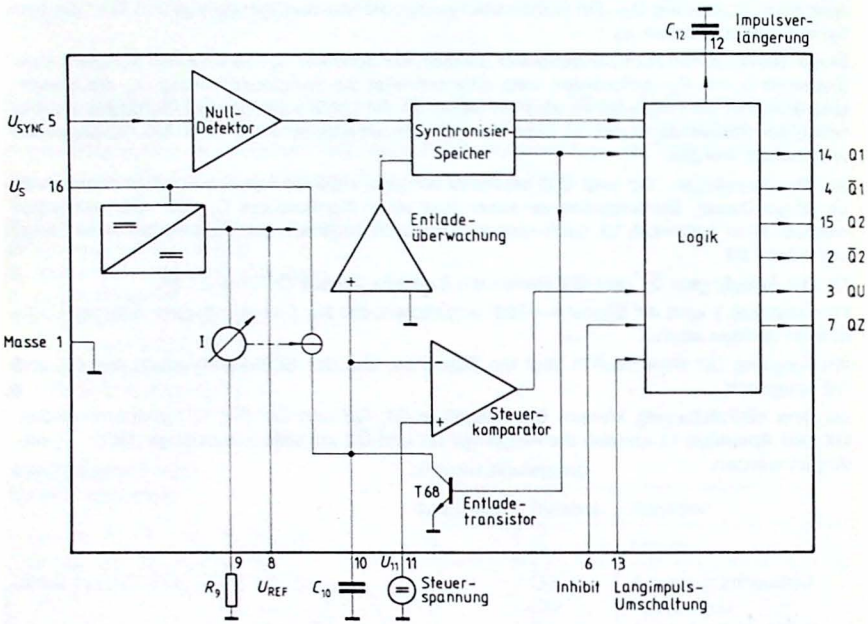
An den Ausgängen $\overline{Q}1$ und $\overline{Q}2$ stehen die inversen Signale Q1 und Q2 an.

Am Anschluß 3 wird ein Signal φ +180° angeboten, das zur Steuerung einer externen Logik benützt werden kann.

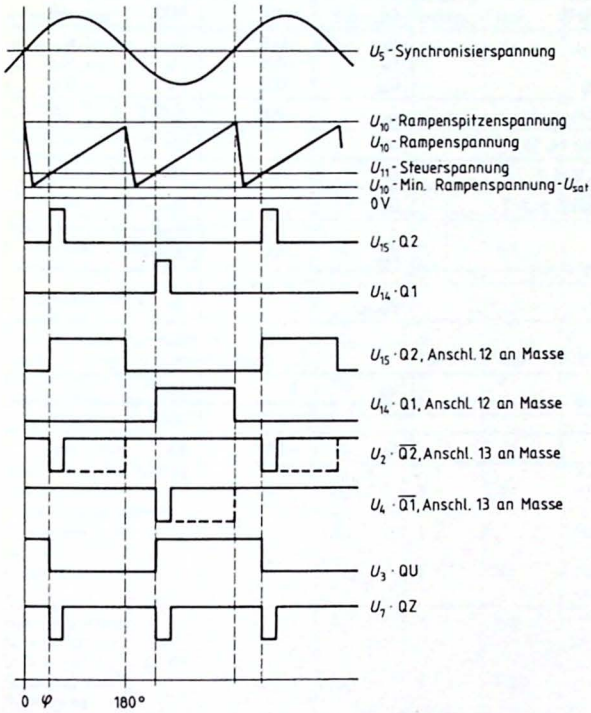
Am Ausgang QZ (Anschluß 7) liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von Q1 und Q2 entspricht.

Mit dem Inhibiteingang können die Ausgänge Q1, Q2 und $\overline{Q}1$, $\overline{Q}2$, QU gesperrt werden. Mit dem Anschluß 13 können die Ausgänge $\overline{Q}1$ und $\overline{Q}2$ auf volle Impulslänge (180° − φ) verlängert werden.

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−0,5	18	V
Ausgangsstrom an Anschluß 14, 15	I_Q	−10	400	mA
Spannung Inhibit Steuerspannung Spannung Kurzimpulsschaltung	U_6 U_{11} U_{13}	−0,5 −0,5 −0,5	U_S U_S U_S	V V V
Synchronisations-Eingangsstrom	I_5	−200	± 200	µA
Ausgangsspannung an Anschluß 14, 15	U_Q		U_S	V
Ausgangsstrom an Anschluß 2, 3, 4, 7	I_Q		10	mA
Ausgangsspannung an Anschluß 2, 3, 4, 7	U_Q		U_S	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	 −55	125 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	8	18	V
Betriebsfrequenz	f	10	500	Hz
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C

Kenndaten

$8 \leq U_S \leq 18$ V; $-25\,°C \leq T_U \leq +85\,°C$; $f = 50$ Hz

Bezeichnung	Symbol	Prüf-schltg.	min.	$f = 50$ Hz $U_S = 15$ V typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme S1...S6 offen $U_{11} = 0$ V $C_{10} = 47$ nF; $R_9 = 100$ kΩ	I_S	1	4,5	6,5	10	mA
Synchronisation Anschluß 5 Eingangsstrom R_2 variiert Offsetspannung	$I_{5\,eff}$ ΔU_5	1 4	30	 30	200 75	µA mV
Steuereingang Anschluß 11 Steuerspannungsbereich Eingangswiderstand	U_{11} R_{11}	1 5	0,2	 15	$U_{10\,Spitze}$	V kΩ
Rampengenerator Ladestrom Max. Rampenspannung Restspannung am Kondensator Rampenwiderstand Sägezahn-Rücklaufzeit	 I_{10} U_{10} U_{10} R_9 t_f	 1 1,6 1 1	 10 100 3	 225 80	 1000 U_2-2 350 300	 µA V mV kΩ µs
Inhibit Anschluß 6 S7 umschalten Sperren der Ausgänge Ausgänge frei Signalübergangszeit Eingangsstrom $U_6 = 8$ V Eingangsstrom $U_6 = 1{,}7$ V	 $U_{6\,L}$ $U_{6\,H}$ t_r $I_{6\,H}$ $-I_{6\,L}$	 1 1 1 1 1	 4 1 80	 3,3 3,3 500 150	 2,5 5 800 200	 V V µs µA µA
Streuung von I_{10} R_9 = konst. $U_S = 12$ V; $C_{10} = 47$ nF Streuung von I_{10} R_9 = konst. $U_S = 8$ V bis 18 V Streuung der Rampenspannung zwischen 2 folgenden Halbwellen, U_S = konst.	I_{10} I_{10} $\Delta U_{10\,max}$	1 1 	−5 −20 	 ±1	5 20 	% % %

Kenndaten

$8 \leq U_S \leq 18$ V; $-25\,°C \leq +85\,°C$; $f = 50$ Hz

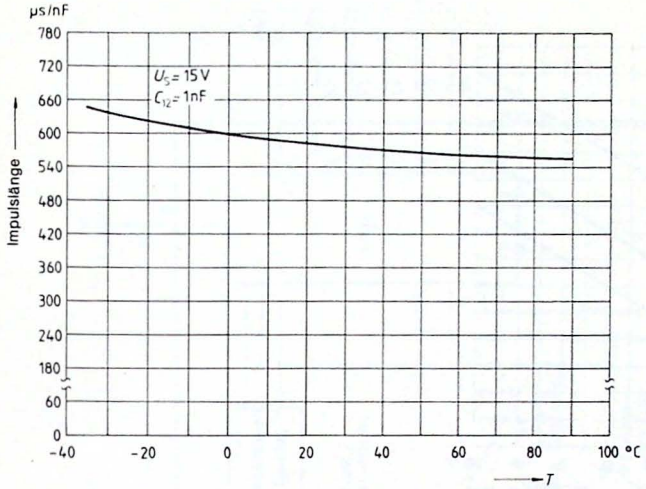
Bezeichnung	Symbol	Prüf-schaltg.	min.	$f = 50$ Hz $U_S = 15$ V typ.	max.	Einheit
Langimpulsumschaltung Anschluß 13 S 8 umschalten						
Kurzimpuls am Ausgang	$U_{13\,H}$	1	3,5	2,5		V
Langimpuls am Ausgang	$U_{13\,L}$	1		2,5	2	V
Eingangsstrom $U_{13} = 8$ V	$I_{13\,H}$	1			10	µA
Eingangsstrom $U_{13} = 1{,}7$ V	$-I_{13\,L}$	1	45	65	100	µA
Ausgänge Anschluß 2, 3, 4, 7						
Sperrstrom $U_Q = U_S$	I_{CE0}	2,6			10	µA
Restspannung $I_Q = 2$ mA	U_{Sat}	2,6	0,1	0,4	2	V
Ausgänge Anschluß 14, 15						
H-Ausgangsspannung $-I_Q = 250$ mA	$U_{14/15\,H}$	3,6	U_S-3	$U_S-2{,}5$	$U_S-1{,}0$	V
L-Ausgangsspannung $I_Q = 2$ mA	$U_{14/15\,L}$	2,6	0,3	0,8	2	V
Impulsbreite (Kurzimpuls) S 9 offen	t_{Imp}	1	20	30	40	µs
Impulsbreite (Kurzimpuls) mit C_{12}	t_{Imp}	1	530	620	760	µs/nF
Innerer Spannungsregler						
Referenzspannung Parallelschalten von 10 ICs möglich	U_{REF}	1	2,8	3,1	3,4	V
TK der Referenzspannung	α_{REF}	1		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K

Dimensionierungshinweise für externe Beschaltungen

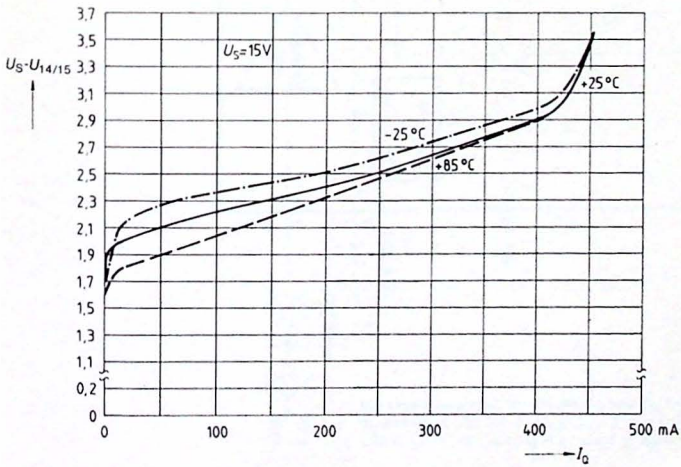
		min	max	
Rampenkapazität	C_{10}	500 pF	1 µF [2]	Die Minimal- und Maximalwerte von I_{10} sind einzuhalten
Zündzeitpunkt	$t_Z = \frac{U_{11} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{U_{REF} \cdot K}$		[1]	
Ladestrom	$I_{10} = \frac{U_{REF} \cdot K}{R_9}$		[1]	Rampenspannung $U_{10\,max} = U_S - 2$ V $\quad U_{10} = \frac{U_{REF} \cdot K \cdot t}{R_9 \cdot C_{10}}$ [1]

[1] $K = 1{,}10 \pm 20\%$
[2] Achtung auf Rücklaufzeiten

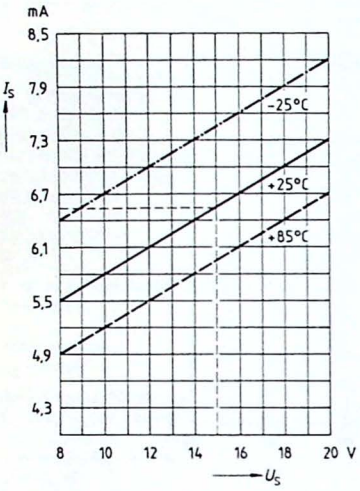
Impulsverlängerung = $f(T)$



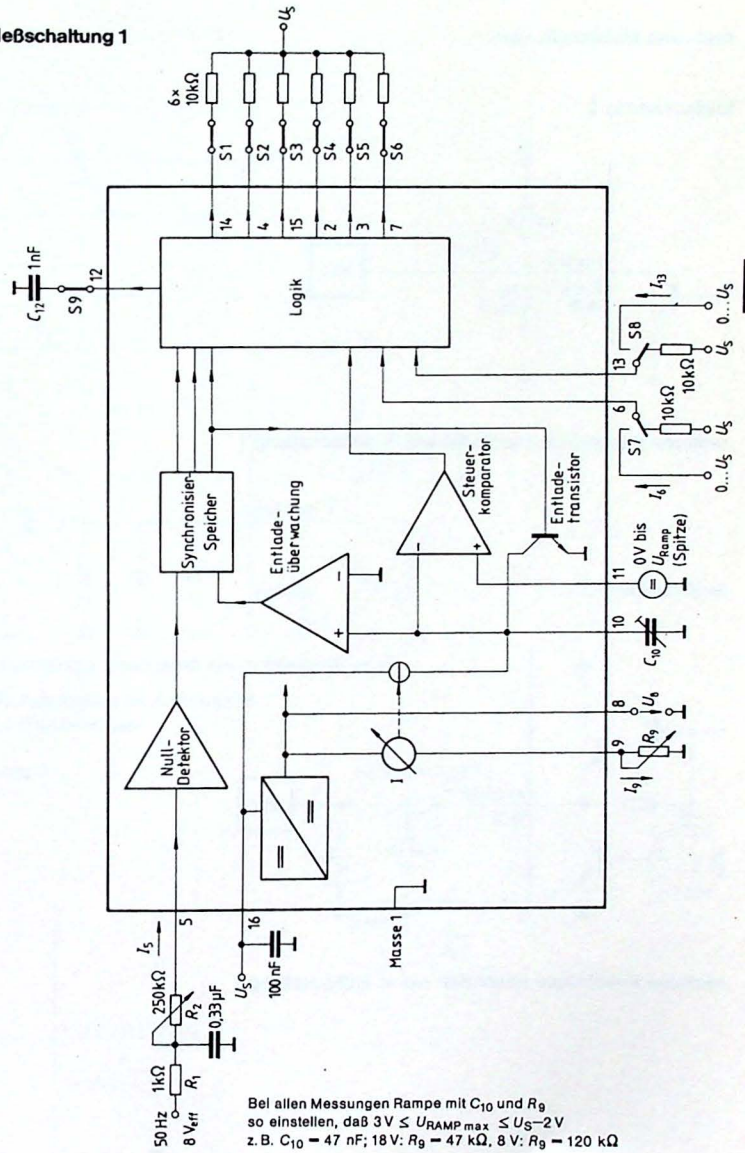
Ausgangsspannung gemessen gegen + U_S



Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



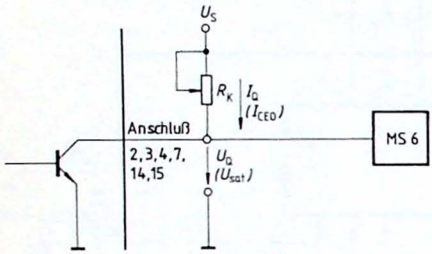
Prüf- und Meßschaltung 1



Bei allen Messungen Rampe mit C_{10} und R_9
so einstellen, daß $3\,V \leq U_{RAMP\,max} \leq U_S - 2\,V$
z. B. C_{10} = 47 nF; 18 V: R_9 = 47 kΩ, 8 V: R_9 = 120 kΩ

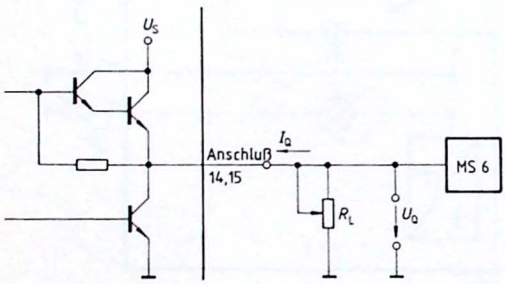
Prüf- und Meßschaltungen

Meßschaltung 2



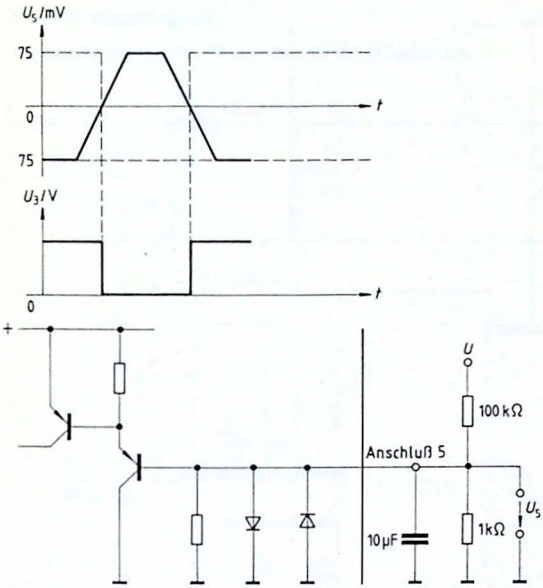
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Meßschaltung 3



restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

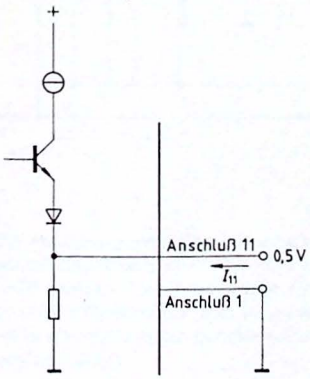
Meßschaltung 4



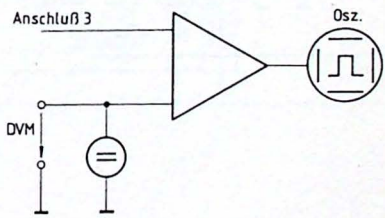
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Der 10 µF Kondensator an Anschluß 5
dient nur zu Prüfzwecken

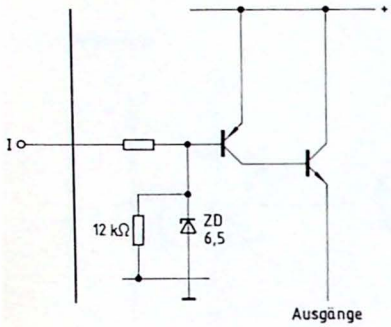
Meßschaltung 5



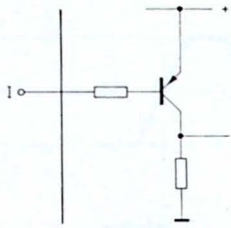
Meßschaltung 6



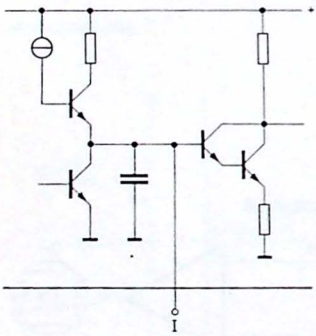
Inhibit 6



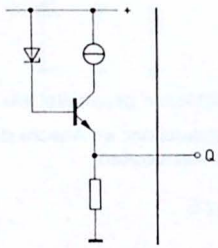
Langimpuls 13



Impulsverlängerung 12



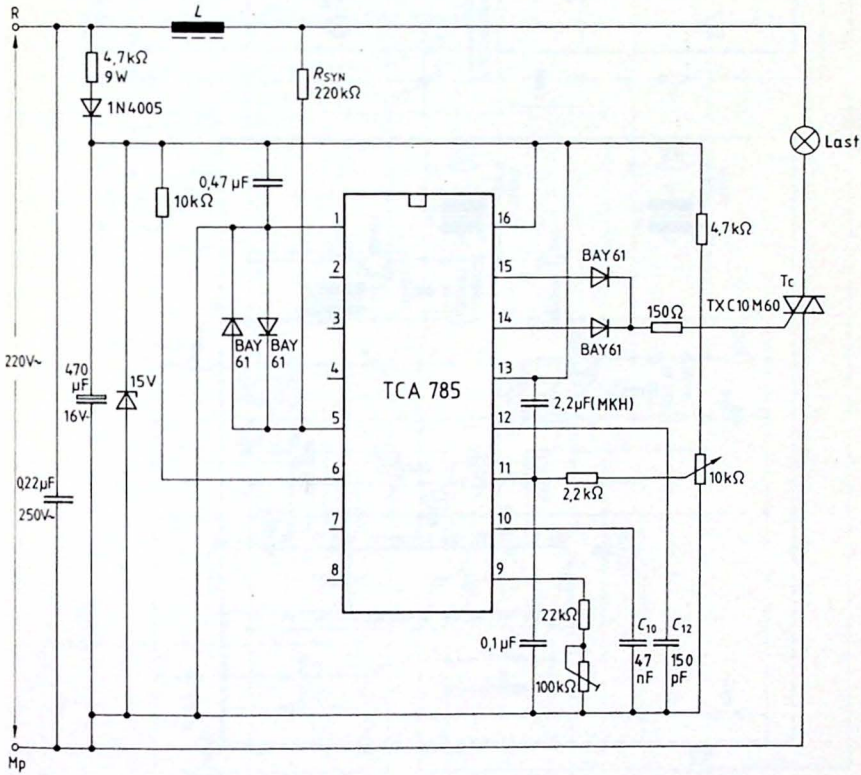
Referenzspannung 8



Zusätze zur Schaltungsbeschreibung

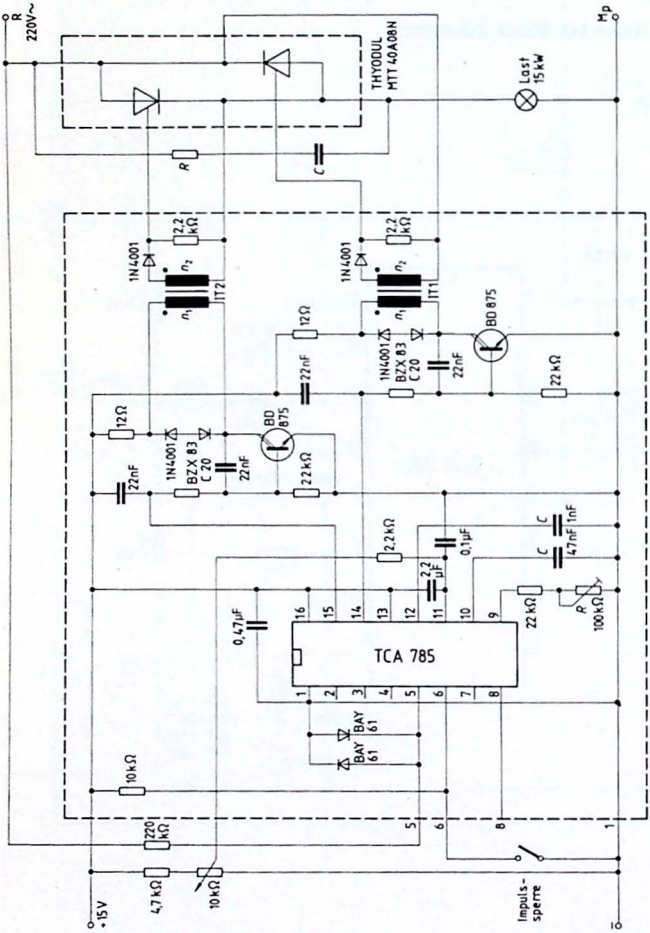
Anwendungsbeispiele

Triacansteuerung für Triacs bis 50 mA Zündstrom



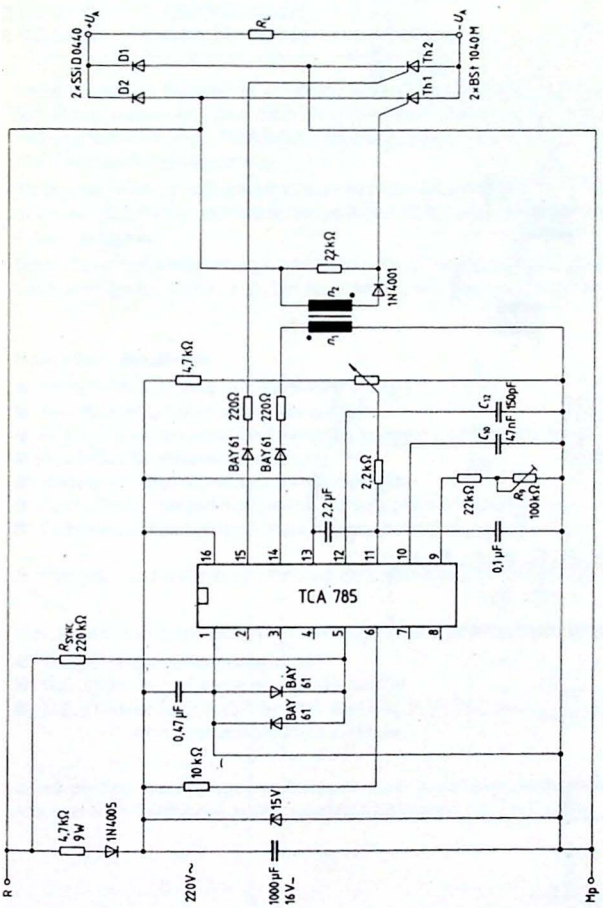
Die Abbildung zeigt eine Phasenanschnittsteuerung mit direkt angesteuertem Triac. Der Zündwinkel des Triacs kann mit Hilfe eines Potentiometers stufenlos zwischen 0° und 180° verstellt werden. Der Triac erhält während der positiven Halbwelle der Netzspannung einen positiven Gateimpuls vom IC-Ausgang Anschluß 15 und während der negativen Netzhalbwelle ebenfalls einen positiven Zündimpuls von Anschluß 14. Der Zündimpuls hat eine Breite von ca. 100 µs.

Vollgesteuerter Wechselstromsteller
Schaltung für zwei Großthyristoren

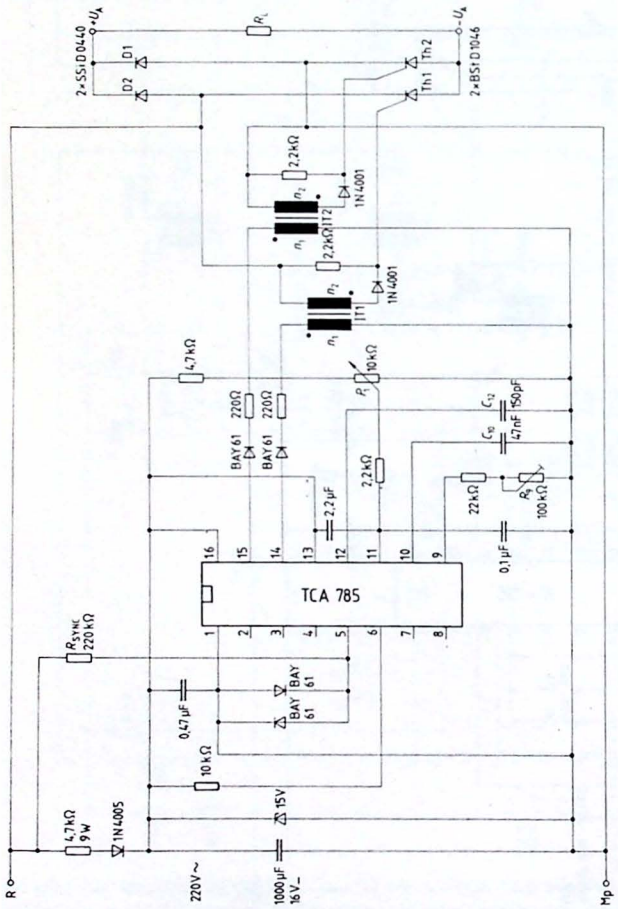


Es wird die Möglichkeit gezeigt, wie mit der IC TCA 785 zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung gezündet werden. Mittels Potentiometer lassen sich die Zündimpulse kontinuierlich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Bei der negativen Netzhalbwelle wird der Zündimpuls von Anschluß 14 durch einen Zündübertrager an das Gate des entsprechenden Thyristors geführt. Während der positiven Netzhalbwelle wird das Gate des zweiten Thyristors von Anschluß 15 durch einen Zündübertrager angesteuert.

Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit einem Zündübertrager und einer direkten Ansteuerung für Kleinthyristoren



Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit zwei Zündübertragern für Kleinthyristoren



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 3101	Q67000-A2337	P-DIP-18
TLE 3102	Q67000-A2338	P-DIP-14
TLE 3103	Q67000-A2339	P-DIP-14
TLE 3104	Q67000-A2340	P-DIP-8

Diese bipolaren Bausteine ermöglichen bauteilearme Systemlösungen für Phasenanschnittschaltungen aller Art. Die typischen Einsatzbereiche sind Motorsteuerungen bzw. -regelungen, Helligkeitssteuerung, Temperaturregelung, cosφ-Optimierung für Kurzschlußläufermotoren und Anlaufstrombegrenzung.

Wegen der hohen Wirtschaftlichkeit sind die Bausteine TLE 310x vor allem auch für Konsumgüter wie Küchen- und Waschmaschinen, Staubsauger, Bügelautomaten und Heimwerkergeräte geeignet.

Besonders hervorzuheben ist noch der durch einfache Beschaltung mögliche weiche Anlauf nach dem Einschalten, z. B. bei Handbohrmaschinen für die Ankörndrehzahl.

Besondere Merkmale

- Direkte Versorgung aus dem Netz möglich
- Niedrige Stromaufnahme typ 2,4 mA
- Nur ein Kondensator für Triac-Impulsbreite und Phasenwinkel
- Hochstabile Referenzspannung
- Negativer Triac-Zündstrom max. 100 mA
- Keine Triac-Steuerimpulse bei Versorgungsunterspannung
- Wahlweise Spannungs- oder Stromsynchronisation

- TLE 3101 mit frei beschaltbarem Operationsverstärker OP und Komparator K 3

Aus diesem Grundbaustein wurden zusätzlich folgende Varianten geschaffen:

- TLE 3102 ohne Komparator K 3
- TLE 3103 ohne Operationsverstärker OP
- TLE 3104 ohne K 3, OP, Enable-Eingang E/A, Steuereingang U_{Steuer} und ohne herausgeführte Z-Diode.

Damit stehen bei weniger komplexen, aber meist sehr kostenkritischen Applikationen dem Anwender vereinfachte kostengünstige Varianten zur Verfügung.

Funktionsbeschreibung

Nachfolgend werden die einzelnen Funktionsblöcke (siehe jeweiliges Blockschaltbild) und ihr Zusammenwirken beschrieben:

Operationsverstärker OP

Die beiden Eingänge und der Ausgang sind herausgeführt. Der OP ist intern kompensiert und besitzt einen Gegentaktausgang. Wenn der OP nicht verwendet wird, so ist der +Eingang an Masse zu legen (wegen minimaler Stromaufnahme der TLE 3101 und TLE 3102).

Komparator K3

Der Komparator K3 ist nicht frequenzkompensiert. Der Ausgang ist ein offener NPN-Kollektor. Im Schaltbetrieb kann damit z.B. eine LED angesteuert werden. Wenn der Komparator nicht verwendet wird, sollte der Minus-Eingang an Masse gelegt werden. Die Stromaufnahme von K3 ist dann ein Minimum.

Referenzspannungsquelle

Für den Aufbau von Steuer- und Regelkreisen steht eine temperaturstabile Spannungsquelle zur Verfügung.

Sägezahngenerator

Im Baustein wird mittels der externen Beschaltung R_S und C_S ein netzsynchroner Sägezahn erzeugt. Durch Vergleich der Sägezahnspannung mit einer Steuerspannung läßt sich der Phasenanschnittwinkel einstellen. Die fallende Flanke des Sägezahngenerators liefert die Breite des Triacimpulses für den Treiber. Die Breite des Triacimpulses wird durch die Wahl von C_S bestimmt. Die spezielle Schaltung stellt sicher, daß pro Netzhalbwelle nur ein Triacimpuls freigegeben wird.

Komparatoren K1, K2

Der Vergleich von Sägezahnspannung und Steuerspannung geschieht mittels der Komparatoren K1 und K2. Komparator K2 erhält nur die halbierte Sägezahnspannung. Dadurch kann am Eingang „$U_{\varphi max}$" durch Anlegen der heruntergeteilten Referenzspannung die Phasenwinkelbegrenzung im gesamten Phasenwinkelbereich eingestellt werden. Es lassen sich mittels Komparator K2 eine Anlaufstrombegrenzung und/oder eine Phasenanschnittwinkelbegrenzung bei induktiver Last verwirklichen. Beide Komparatorausgänge führen an den Block Logik+Treiber.

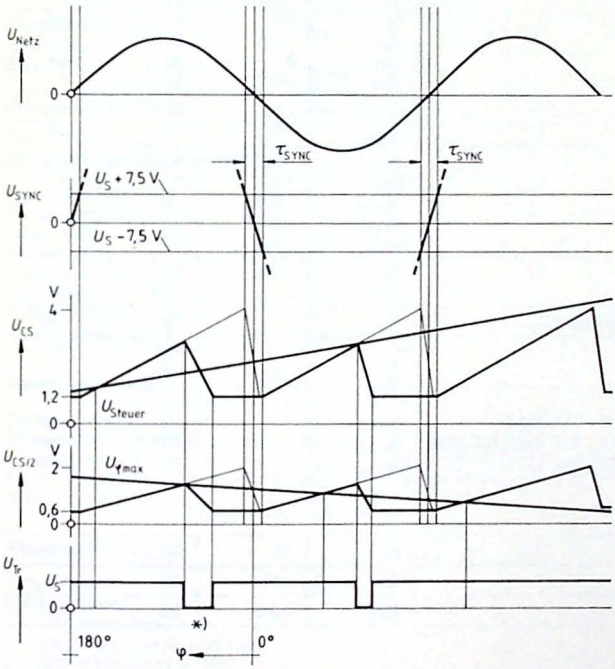
Der Komparator mit dem kleineren eingestellten Stromflußwinkel dominiert. Bei Dominanz von $U_{\varphi max}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite gegenüber der Triacimpulsbreite bei Dominanz von U_{Steuer}.

Logik+Treiber

Der Block Logik + Treiber für die Triacansteuerung wird von den Komparatoren K1, K2 und dem Enable-Eingang E/A geschaltet. Der Eingang E/A ist TTL-kompatibel. Damit kann der Triacimpuls gesperrt oder freigegeben werden. Vom Sägezahn erhalten Logik+Treiber die Information für die Breite der Triacimpulse. Eine Unterspannungsüberwachung gibt den Treiberausgang erst dann frei, wenn die Spannung U_S am Baustein die zulässige Minimalspannung erreicht hat. Der Treiberausgang für den Triac liefert negative Impulse.

Synchronisierung

Am Eingang SYNC wird der Phasenabschnitt mit dem Nulldurchgang der Netzspannung synchronisiert. Die Breite des SYNC-Impulses τ_{SYNC} muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.



Stromflußwinkel (bei ohmscher Last)

*) Bei Dominanz von $U_{\varphi max}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite.

Grenzdaten

$T_U = -25$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−0,3	33	V
Eingänge OP, K3	U_I	−0,3	33	V
Ausgang OP	U_{Q1}	−0,3	U_S	V
	I_{Q1}	−5	3	mA
Ausgang K3 (gesperrt)	U_{Q2}	−0,3	33	V
(leitend)	I_{Q2}	0	40	mA
Ausgang U_{REF}	U_{REF}	−0,3	5	V
Z-Diode	I_Z	−35	35	mA
Eingang SYNC	I_{SYNC}	−10	10	mA
Eingang R_S	U_{RS}	−0,3	5	V
Eingang C_S	U_{CS}	−0,3	5	V
Eingang U_{Steuer}	U_{Steuer}	−0,3	U_S	V
Eingang $U_{\varphi max}$	$U_{\varphi max}$	−0,3	U_S	V
Enable Eingang E/A	$U_{E/A}$	−0,3	33	V
Ausgang Treiber (gesperrt)	$U_{Q\,Tr}$	−0,3	33	V
(leitend)	$I_{Q\,Tr}$	0	120	mA
Gesamtverlustleistung (Zeitintegral)	P_{tot}		700	mW
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung P-DIP- 8 – TLE 3104	$R_{th\,SU}$		100	K/W
P-DIP-14 – TLE 3102, TLE 3103	$R_{th\,SU}$		70	K/W
P-DIP-18 – TLE 3101	$R_{th\,SU}$		70	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	10	30	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C
Eingang SYNC	I_{SYNC}	−3,5	3,5	mA

Kenndaten

$U_S = 10$ bis 30 V, $T_U = -25$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme ohne Ausgangslast an OP, K3, Treiber, U_{REF} ohne R_{SYNC}-Strom	I_S	$U_S = 14{,}5$ V		2,4	3,2	mA
Referenzspannung	U_{REF}		1,8	2,0	2,2	V
Laststrom	$-I_L$		0		3	mA
Stabilität $U_S = 10$ bis 30 V	ΔU_{REF}				10	mV
$I_{REF} = 0$ bis 3 mA	ΔU_{REF}				20	mV
Temperaturkoeffizient	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		−0,5		0,5	mV/K

Operationsverstärker OP

Leerlaufverstärkung	V_U		60	90		dB
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		$U_S - 3$	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}		−3		1,5	mA
Transitfrequenz	f_T			2		MHz
Transitphase	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	U_{Q1}		1,0		$U_S - 3$	V

Komparator K3

Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−20		20	mV
Ausgang leitend	U_{Q2}	$I_{Q2} = 20$ mA		1,0	1,5	V
gesperrt	I_{Q2}	$U_{Q2} = 30$ V			5	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		$U_S - 3$	V

Eingang K1 (U_{Steuer})

Eingangsstrom	$-I_S$				2	µA
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				4		V
(abhängig von R_S und C_S)						
Stromflußwinkel = 175°				1,2		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls-Ende −5	Grad

Eingang K2 ($U_{\varphi max}$)

Eingangsstrom	$-I_S$				2	µA
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				2		V
(abhängig von R_S und C_S)						
Stromflußwinkel = 175°				0,6		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls-Ende −5	Grad

Kenndaten

$U_S = 10$ V bis 30 V, $T_U = -25$ bis $+85$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
Z-Diode						
Z-Spannung	U_Z	$I_Z = 5$ mA	13	14,5	16	V
Enable-Eingang E/A						
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Eingangsspannung für Treiberausgang aktiv	U_{IH}		2,8			V
Treiberausgang gesperrt	U_{IL}				0,8	V
Triac-Steuerausgang						
Ausgang leitend	U_L	$I_Q =$ 10 mA	1,4	2	2,5	V
		20 mA	1,4	2	2,5	V
		50 mA	1,4	2	3,0	V
		100 mA	1,4	4	6,0	V
Ausgang gesperrt	I_Q	$U_Q = 30$ V			10	µA
Eingang SYNC						
Schaltstrom	I_{SYNC}			± 20		µA
Schaltschwelle	U_{SYNC}			$U_S \pm 7{,}5$		V
Ausgangsabschaltung bei U_S-Unterspannung	U_S		7,5	8	10	V
Eingang R_S, C_S (siehe Berechnungsformeln)						
Grenzwert C_S	C_S		5		100	nF
Grenzwert R_S	R_S		33			kΩ

Dimensionierungshinweise und Berechnungsformeln

1. Wahl der Triacimpulsbreite entsprechend Triactyp und -last.

2. **Berechnung von** C_S (für Dominanz v. U_{Steuer})
   C_S(nF) = Triacimpulsbreite (µs) · 0,2
   Die Formel liefert den typischen Wert
   Anhaltspunkt: T = 50 µs ergibt C_S = 10 nF

3. **Berechnung von** R_S (für Sägezahnoberspannung 4 V)

$$R_S\ (k\Omega) = \frac{1}{\text{Triacimpulsbreite } (\mu s)} \cdot 2 \cdot 10^4$$

   Die Formel liefert den typischen Wert
   Anhaltspunkt: T = 50 µs ergibt R_S = 400 kΩ

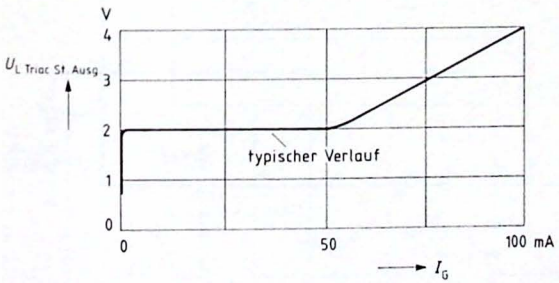
4. **Wahl des Widerstandes** R_{SYNC} **am Eingang SYNC**
   Die Breite des Synchronimpulses (aus U_S ± 7,5 V, I_{SYNC} = ± 20 µA) muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.

4.1 Synchronimpulsbreite ≥ 2 · Triacimpulsbreite · Sicherheitsfaktor (entsprechend Bauteilestreuung und Netzspannungsschwankung).

4.2 R_{SYNC} (kΩ) = [Synchronimpulsbreite (µs) · Netzspannung (V_{eff}) · 2,23 · 10^{-4} −7,5] · 50
Anhaltspunkt: 560 µs Synchronimpulsbreite und 220 V_{eff} ergeben R_{SYNC} = 1 MΩ. Bei Netzspannung 220 V_{eff} beträgt der minimal zulässige Widerstand R_{SYNC} = 100 kΩ, entsprechend einer Impulsbreite von 195 µs.

5. **Berechnung von** R_G

$$R_G = \frac{U_S - \text{Triacgatespannung} - \text{Lowspannung Triacsteuerausgang}}{I_G}$$



6. **Berechnung von R_v**

6.1 Für die Berechnung von R_v muß zunächst die Gesamtstromaufnahme ermittelt werden. Es sind jeweils die arithmetischen Mittelwerte der Ströme für eine Netzperiode einzusetzen.

6.2 $\bar{I}_{ges} = \bar{I}_S = 3{,}2\,mA + \bar{I}(U_{REF}) + \bar{I}_{Q1}\,(OP) + \bar{I}_{Q2}\,(K3) + \bar{I}$ (Treiberausgang) $+ \bar{I}$ (externe zusätzliche Schaltungsströme) $+ |\bar{I}|\,(R_{SYNC})$.

6.3 $$R_v\,(k\Omega) = \frac{\text{effektive Netzspannung (V)}}{\bar{I}_{ges}\,(mA)} \cdot 0{,}455 \cdot \text{Sicherheitsfaktor}$$

(Sicherheitsfaktor entsprechend Bauteilestreuung und Netzspannungsschwankung)
Anhaltspunkt: $\bar{I}_{ges} = 5\,mA$ und $U_{Netz} = 220\,V$ ergibt $R_v = 20\,k\Omega$.
Bei Verwendung der internen Z-Diode wird die Spannung am Baustein an U_S auf 14,5 V begrenzt.

7. **Berechnung von C_G**

7.1 Wahl der maximal zulässigen Welligkeit am Eingang U_S auf Grund der gewünschten Funktionsqualität und der speziellen äußeren Beschaltung.

7.2 Die Amplitude der Welligkeit am Eingang U_S des Bausteins sollte $U_{SS} = 2\,V$ nicht überschreiten.

7.3 $$C_G\,(\mu F) \geq \frac{\bar{I}_{ges}\,(mA)}{U_{SS}} \cdot 15$$

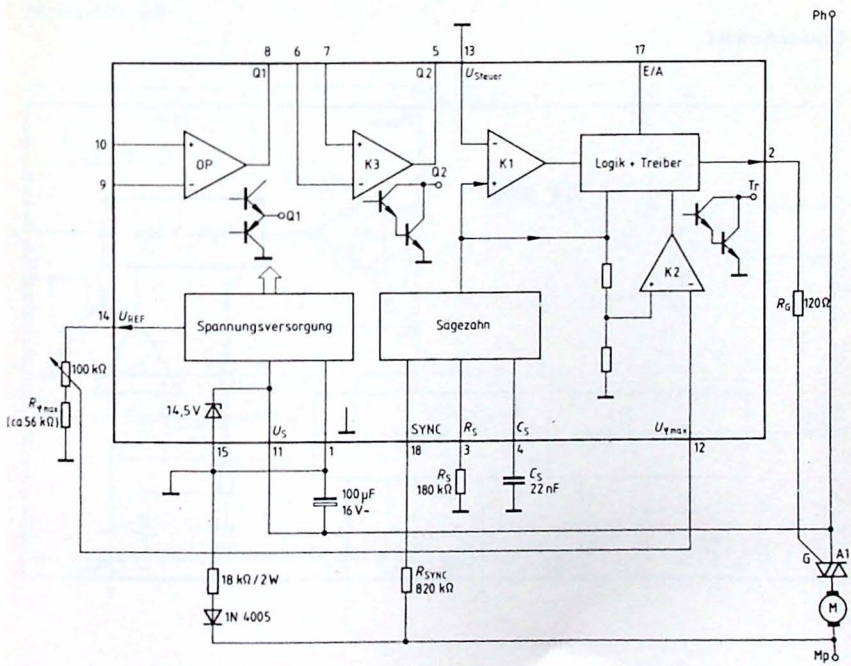
Anhaltspunkt: Welligkeit $U_{SS} = 0{,}75\,V$; $\bar{I}_{ges} = 5\,mA$ ergibt $C_G = 100\,\mu F$

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3 4	R_S C_S
5	Ausgang Q2, K3
6 7	−Eingang K3 +Eingang K3
8	Ausgang Q1, OP
9	−Eingang OP

Anschluß	Funktion
10	+Eingang OP
11 12 13 14	U_S $U_{\varphi max}$ U_{Steuer}, K1 U_{REF}
15	Z-Diode
16	N.C.
17 18	Enable Eingang E/A Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild mit Außenbeschaltung für eine Motorsteuerung



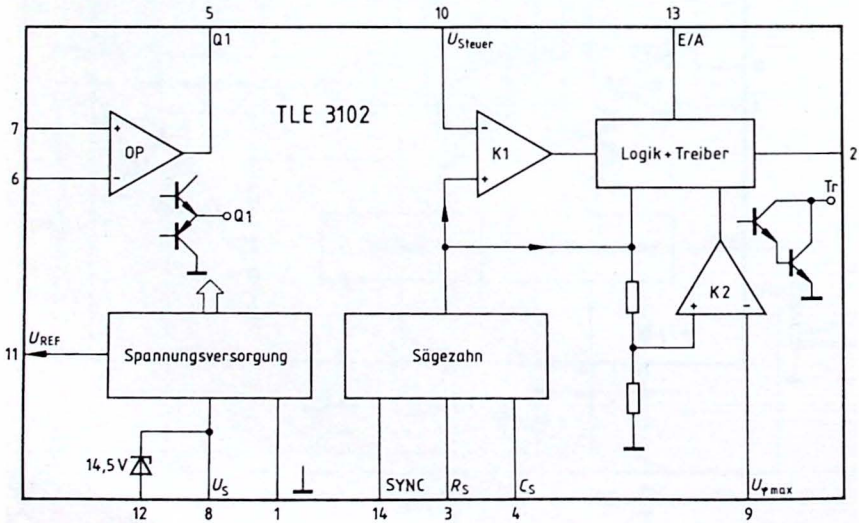
Der **TLE 3102** mit frei beschaltbarem Operationsverstärker eignet sich besonders als Drehzahlregler mit P-, PI- oder PID-Charakteristik, wofür der OP als Regelverstärker dient. Eine drehzahlproportionale Istwertgröße kann durch Gleichrichtung der Tachoamplitude gebildet werden.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3 4	R_S C_S
5	Ausgang Q1, OP
6 7	–Eingang OP +Eingang OP

Anschluß	Funktion
8 9 10 11	U_S $U_{\varphi\,max}$ U_{Steuer}, K1 U_{REF}
12	Z-Diode
13 14	Enable Eingang E/A Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild



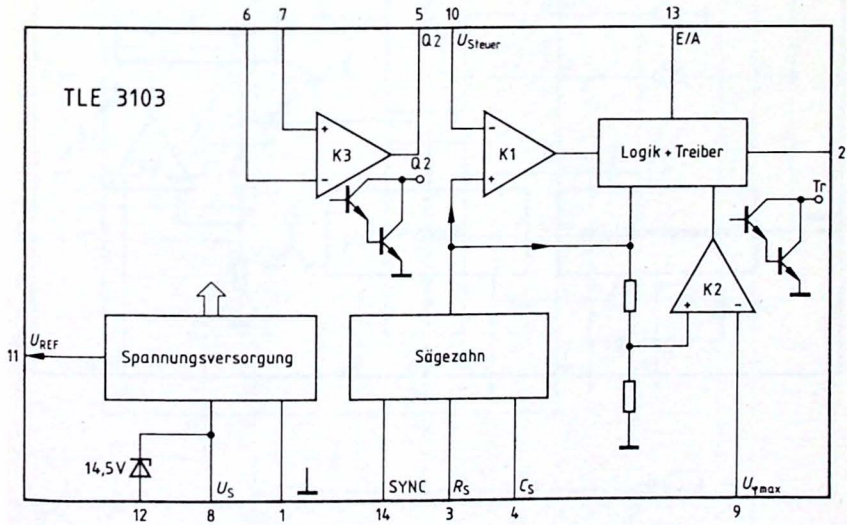
Der **TLE 3103** mit frei beschaltbarem Komparator eignet sich für Phasenanschnittsteuerungen bzw. -regelungen bei denen Sonderfunktionen wie z. B. Blockierschutz oder Temperaturüberwachung erforderlich sind.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3	R_S
4	C_S
5	Ausgang Q2, K3
6	−Eingang K3
7	+Eingang K3

Anschluß	Funktion
8	U_S
9	$U_{\varphi max}$
10	U_{Steuer}, K1
11	U_{REF}
12	Z-Diode
13	Enable Eingang E/A
14	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild



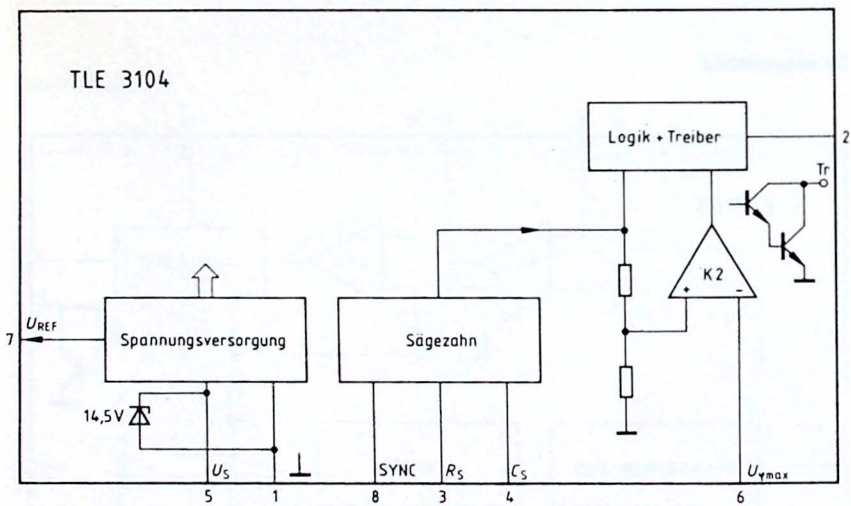
Der **TLE 3104** eignet sich besonders für einfache, kostengünstige Phasenanschnittsteuerungen bzw. Motorregelungen, wobei die Istwertgröße durch Gleichrichten der Tachoamplitude gebildet wird.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3	R_C
4	C_S

Anschluß	Funktion
5	U_S
6	$U_{\varphi max}$
7	U_{REF}
8	Synchronisiereingang (SYNC)

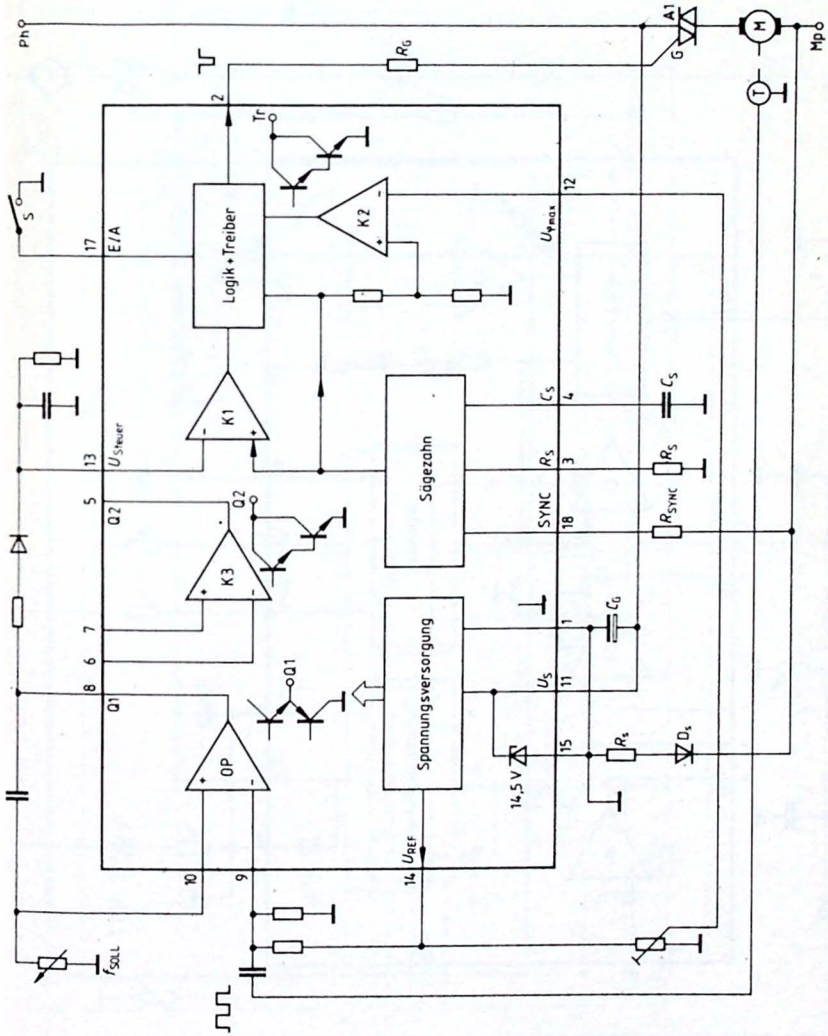
Blockschaltbild



Anwendungsbeispiele

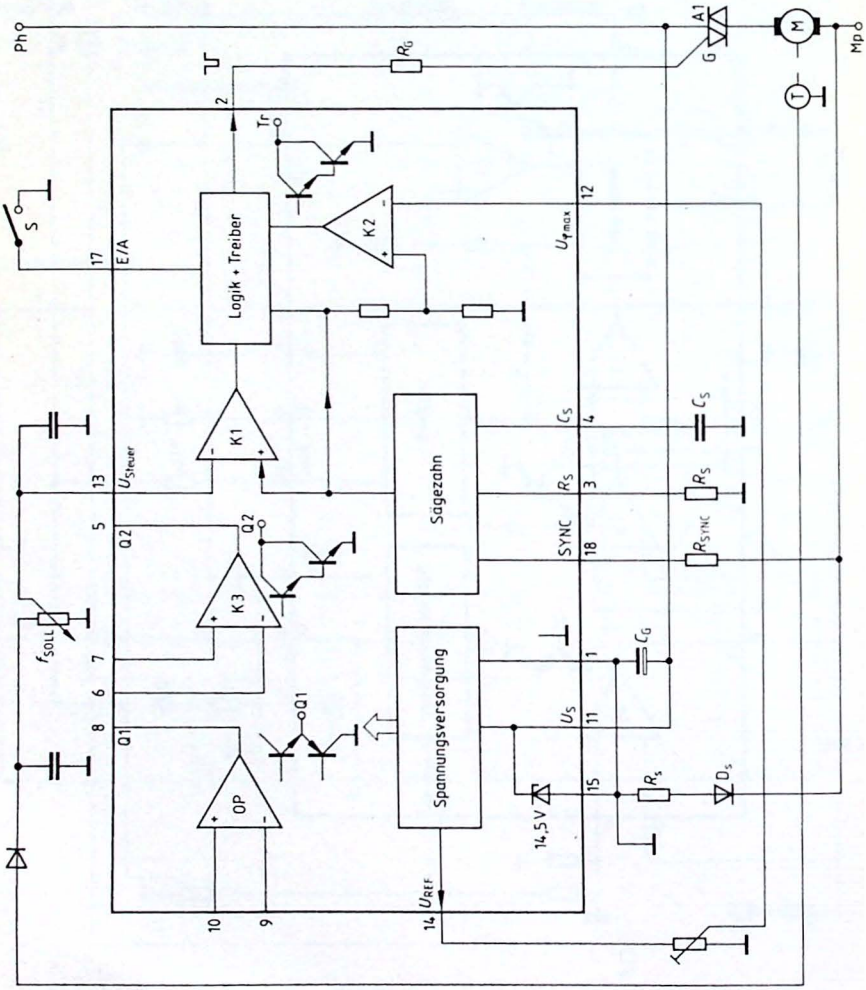
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Frequenz,** welche vom OP (Monoflop) verarbeitet wird.

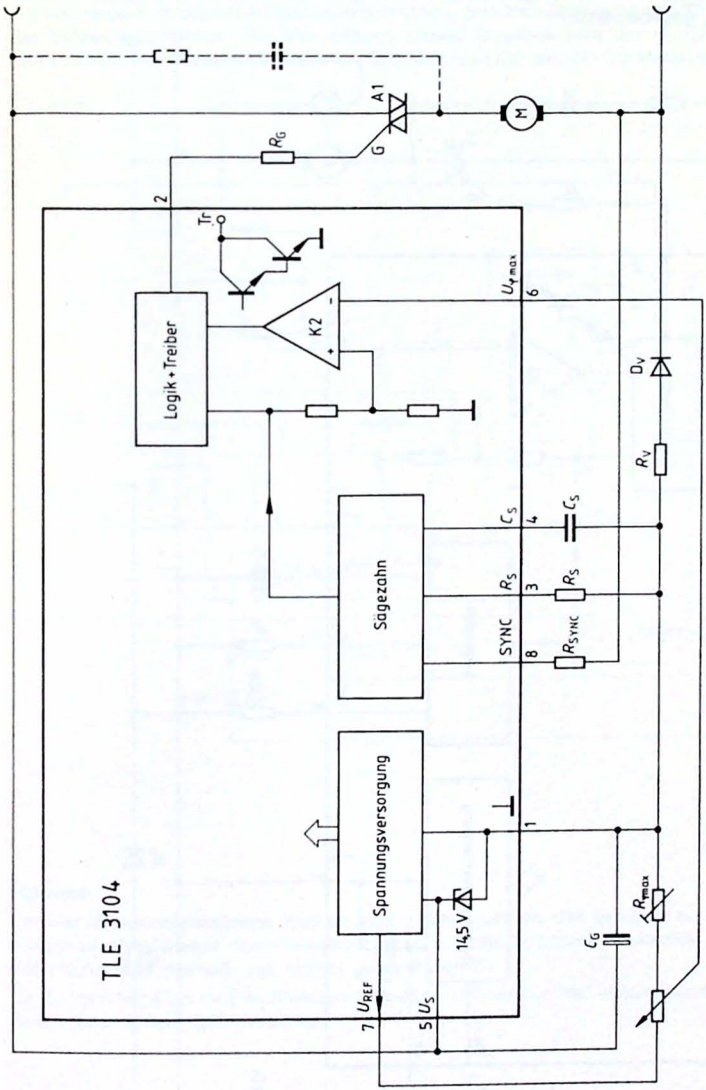


Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung,** welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang U_{Steuer} gegeben wird.

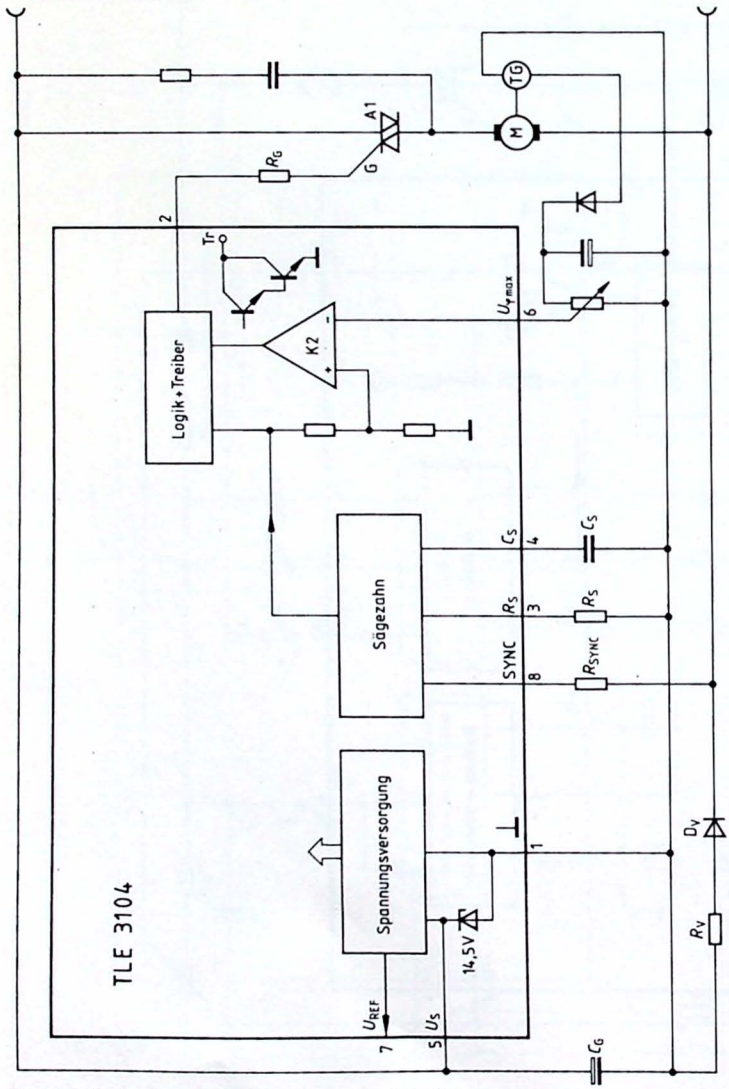


Prinzipschaltung einer Motorsteuerung mit TLE 3104



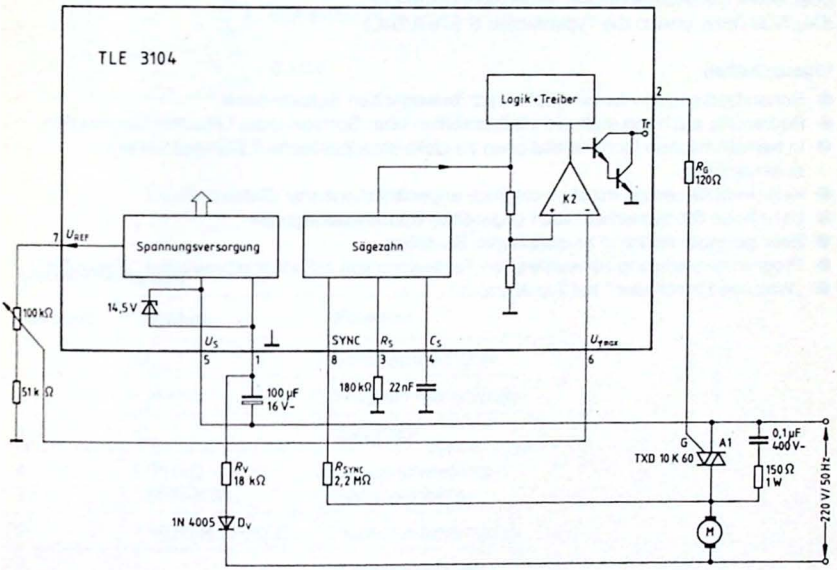
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3104

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung,** welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang U_{Steuer} gegeben wird.



Stromsynchronisation bei Steuerung einer induktiven Last mit TLE 3104

Insbesondere beim Phasenanschnitt von induktiven Lasten z.B. Transformatoren, Spaltpolmotoren besteht infolge der Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom die Gefahr des Halbwellenbetriebs. Zur Vermeidung dieses Zustands wird der Synchronisierwiderstand mit A2 des Triacs verbunden (nicht anwendbar bei starkem Bürstenfeuer des Motors).



Hinweise:

Die Triac-Steuerimpulsbreite muß so groß gewählt werden, daß der Triac auch bei großem Phasenanschnittwinkel den Haltestrom erreicht (kritisch: positive Halbwelle). Der Netzvorwiderstand muß deshalb ggf. kleiner gewählt werden.

Der Synchronimpuls muß mindestens doppelt so breit wie der Triac-Steuerimpuls sein (s. auch Seite 324 und Seite 328 Punkt 4).

Vorläufige Daten **CMOS-Schaltung**

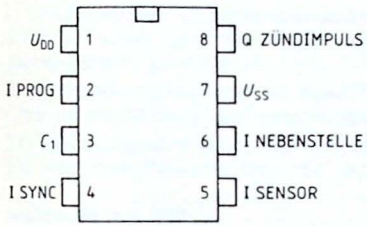
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLB 0586	Q67100-H8605	P-DIP-8

Mit dem in CMOS-Technik entwickelten Baustein SLB 0586 ist es möglich, digital arbeitende elektronische Helligkeitsregler (Dimmer) aufzubauen. Das Ein- und Ausschalten sowie das Einstellen der gewünschten Helligkeit erfolgt über eine einzige Berührtaste (Sensor) bzw. über einen gleichberechtigten Nebenstelleneingang.
(Der SLB 0586 ersetzt die Typenfamilie S 576 A/B/C)

Eigenschaften

- Sensorbedienung – keine mechanisch beweglichen Schalterteile.
- Bedienung auch von mehreren Nebenstellen über Sensor- oder Drucktasten möglich.
- In herkömmlichen Lichtinstallationen zu elektromechanischen Wandschaltern austauschbar.
- Helligkeitssteuerung mit physiologisch angenähert linearer Charakteristik.
- Sehr hohe Störsicherheit, auch gegenüber Rundsteuersignalen.
- Sehr geringer Aufwand an peripheren Bauteilen.
- Programmiereingang zur wahlweisen Festlegung von 3 Funktionsvarianten (Typ A/B/C).
- „Weiches Einschalten" bei Typ A und C.

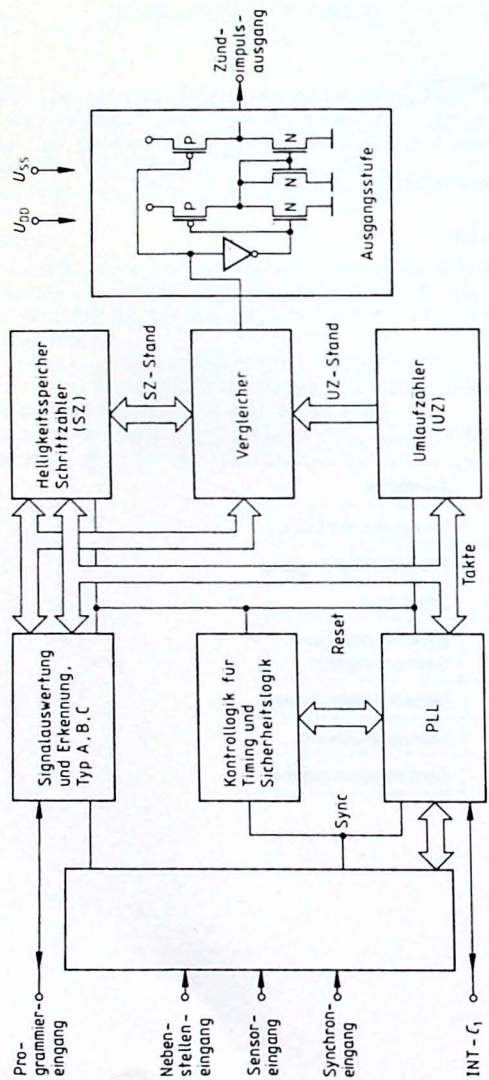
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{DD}	Bezugspunkt (0 V)
2	I PROG	Programmiereingang
3	C_1	Integrator
4 5	I SYNC I SENSOR	Synchroneingang Sensoreingang
6	I NEBENSTELLE	Nebenstelleneingang
7	U_{SS}	Speisespannung
8	Q ZÜNDIMPULS	Zündimpulsausgang

Bild 1
Blockschaltbild



Funktionsbeschreibung

Mit dem SLB 0586 können vollelektronische Helligkeitsregler für Glühlampen (ohmsche Lasten) aufgebaut werden, deren Bedienung über jeweils eine einzige Berührfläche („Sensortaste") erfolgt.

In herkömmlichen Lichtleitungsinstallationen ist der Austausch zu mechanischen Wandschaltern sowie auch die Bedienung in allen Funktionen, von mehreren Schaltstellen (Nebenstellen) aus möglich.

Die Lampenhelligkeit wird mit einer Phasenanschnittsteuerung eingestellt, deren digitale Logik mit der Netzfrequenz synchronisiert ist **(siehe Blockschaltbild 1)**.

Die Spannungsversorgung des ICs im Zwei-Leiter-Anschluß wird durch die Begrenzung des Stromflußwinkels auf max. 152° der Halbwelle ermöglicht.

Bedienung (vgl. Bild 2)

Die integrierte Schaltung kann die Befehle „EIN/AUS-Schalten" und „Dimmen" durch die Dauer der Bedienung der Steuereingänge unterscheiden.

Ein-/Ausschalten

Durch kurze Berührung (50-400 ms) der Sensorfläche wird die Lampe ein- oder ausgeschaltet, je nach vorherigem Schaltzustand. Der Schaltvorgang wird am Ende der Berührung ausgelöst.

Einstellen der Helligkeit (Dimmen)

Bei längerer Berührung (> 400 ms) wird der Stromflußwinkel kontinuierlich verändert. Er läuft in seinem Regelbereich in 7,6 s auf und ab (z. B. Hell-Dunkel-Hell), so lange, bis der Finger vom Sensor genommen wird.

Um auch im unteren Helligkeitsbereich eine bequeme Bedienung zu ermöglichen, wird der Phasenanschnittwinkel so gesteuert, daß sich beim Durchlaufen des Regelbereichs die Lampenhelligkeit annähernd physiologisch linear mit der Bedienzeit ändert sowie bei minimaler Helligkeit kurzzeitig verweilt.

Mit der im Anwendungsbeispiel genannten Beschaltung des Synchroneingangs (R_2, C_4) kann der Stromflußwinkel im Bereich von 45° bis 152° der Halbwelle gesteuert werden.

Steuerverhalten:

Die drei Funktionsvarianten A, B und C unterscheiden sich in ihrem Steuerverhalten bei der Bedienung voneinander. Je nach gewünschter Funktion wird über dem Programmiereingang der Funktionstyp festgelegt (siehe Kenndaten).

Typ A: Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei neuerlichem Dimmen wird in derselben Richtung (z. B. „heller") weitergesteuert.

Typ B: Beim Ausschalten wird der gewählte Phasenanschnittwinkel gespeichert und beim Einschalten wieder eingestellt. Beim Dimmen wird von diesem gespeicherten Wert aus weitergesteuert, bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

Typ C: Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

Programmierung der Funktionsvarianten:

Typ A: $U_{I2} = U_{SS}$ (L)
Typ B: U_{I2} = offen (Tristate)
Typ C: $U_{I2} = U_{DD}$ (H)

U_{I2} = Pegel am Anschluß 2

Grenzdaten

$U_{DD} = 0$ V (ohne äußere Schutzbeschaltung)

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{SS}	−7,5	0,3	V
Eingangsspannung	U_I	U_{SS}−3	0,3	V
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Gesamtverlustleistung $T_U = 25$ °C			10	mW
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		135	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{SS}	−4,8	−5,8	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	80	°C

Kenndaten

$T_U = 25$ °C, $U_{SS} = -5$ V ($U_{DD} = 0$ V)

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom	I_{SS}	$f_{SYNC} = 50/60$ Hz		0,45/0,46	0,6	mA
Speisestrom bei fehlendem Synchronsignal	I_{SS}	$f_{SYNC} = 0$			0,45	mA
Eingangssperrstrom	I_I			0,5		nA
Eingangskapazität	C_I	$U_I = 0$ V, $f = 1$ MHz		5		pF

Sensoreingang (Anschluß 5)

H-Eingangsspannung	U_{IH}	mit Vorwiderstand 10 MΩ an 220-V-Netz	1/2 U_{SS}+1,1			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				1/2 U_{SS}−1,1	V
Spitzen-Eingangsstrom	I_{IH}			33	37	µA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	t_{THL}			Netzsinus		
LH-Übergangszeit	t_{TLH}					
Frequenz bei aktivem Signal	f	Synchron mit dem 50/60 Hz-Takt am Synchroneingang		50/60		Hz

Nebenstellen (Anschluß 6)

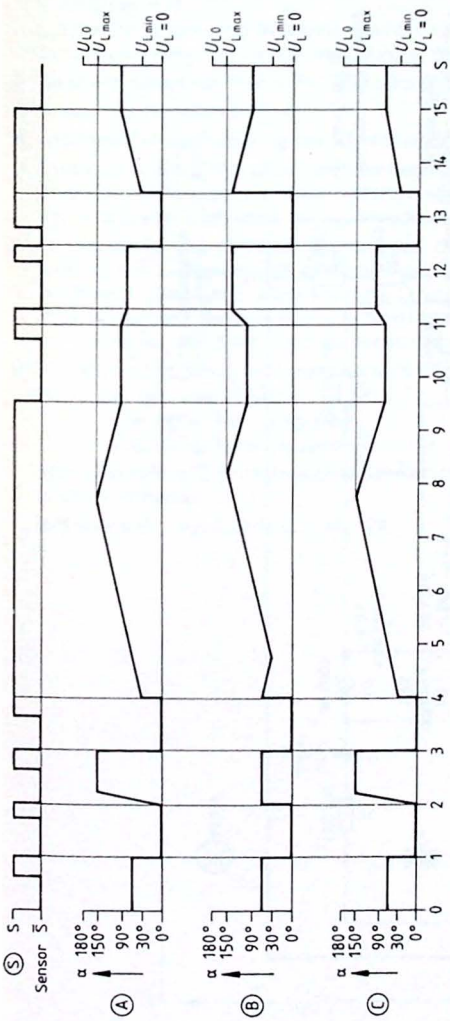
H-Eingangsspannung	U_{IH}		1/2 U_{SS}+1,1			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				1/2 U_{SS}−1,1	V
Eingangsstrom	I_{IH}	U_{SS} −0,3 V (oder U_{DD} +0,3 V)		0,5		µA

Kenndaten

$T_U = 25\,°C$, $U_{SS} = -5\,V$ ($U_{DD} = 0\,V$)

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Synchroneingang (Anschluß 4)						
H-Eingangsspannung	U_{IH}	mit Vorwiderstand 1,5 MΩ an 220-V-Netz und Diode gegen U_{DD}	1/2 U_{SS}+1,1			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				1/2 U_{SS}−1,1	V
Eingangsstrom	$-I_{IH}$			207	240	µA
Eingangsstrom	I_{IH}				20	µA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	t_{THL}			Netzsinus		
LH-Übergangszeit	t_{TLH}					
Frequenz	f			50/60		Hz
Programmiereingang (Anschluß 2)						
Eingangskapazität gegen U_{SS}	C_I			7		pF
Lastenkapazität durch Platine bei Tristate Programmierung der Funktionsvarianten (siehe Seite 343)	C				7	pF
Integrator (Anschluß 3)						
Anwendungsschaltung	C_5	vergl. Bild 3	68	100	330	nF
	R_{10}		82	100	120	KΩ
Ausgang (Anschluß 8)						
L-Ausgangsstrom	I_Q	$U_{SS} = -5\,V$, $U_{QL} = -3\,V$	25			mA
L-Impulsdauer	t_{QL}	50-Hz-Netz			39,0	µs
		60-Hz-Netz			32,6	µs
L-Ausgangsspannung	U_L			U_{DD}−0,6		V
HL-Übergangszeit	t_{HLQ}				20	µs
LH-Übergangszeit	t_{LHQ}				20	µs

Bild 2
Steuerverhalten der Funktionsvarianten
(schematisch)

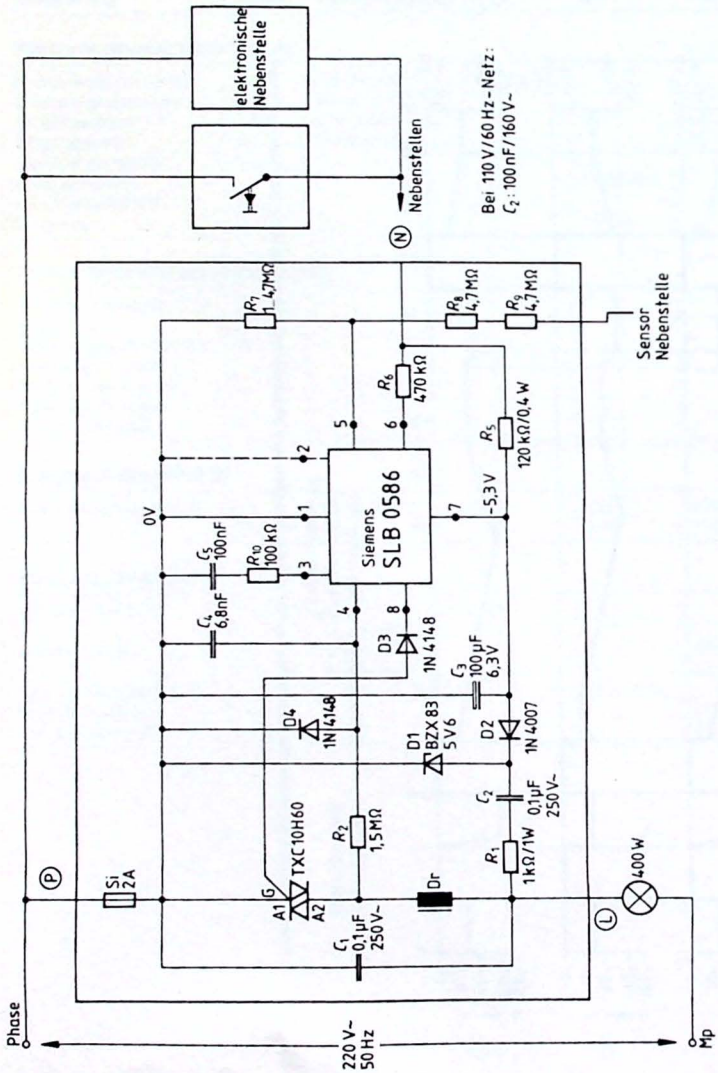


α Stromflußwinkel
U_L Lampenspannung

S Steuersignal : S Sensor berührt
(= < 0,4 s, - > 0,4 s)
$\bar{S}$ Sensor unberührt

Beim Typ A und C geschieht das Einschalten "weich", d.h. die Helligkeit wird innerhalb von 380 ms von 0 auf Maximum gesteuert.

Bild 3
Anwendungsschaltung SLB 0586



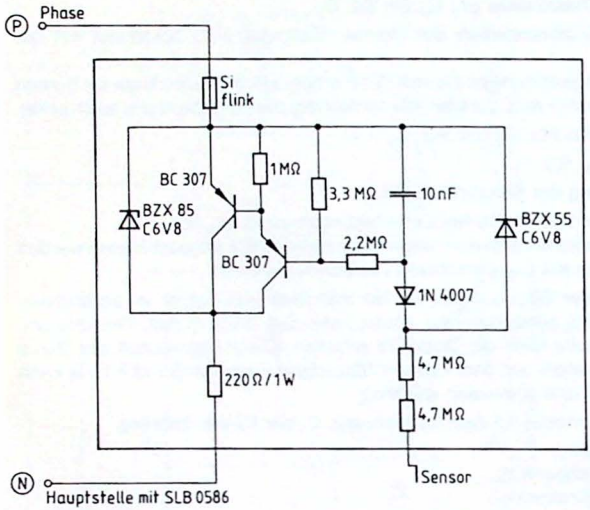
Beschreibung der Anwendungsschaltung (siehe Bild 3)

Die vorgeschlagene Beschaltung des SLB 0586 erfüllt folgende Funktionen

- Stromversorgung des Schaltkreises (R_1, C_2, D1, D2, C_3).
- Gefiltertes Signal zur Synchronisation der internen Zeitbasis (PLL-Schaltung) mit der Netzfrequenz (R_2, C_4).
  C_4 kann für spezifische Anwendungen bis auf 15 nF erhöht werden, allerdings auf Kosten der Lampenhelligkeit! Lampe wird dunkler (Verschiebung des Regelbereichs nach links).
- Integrationsglied für interne PLL-Schaltung (C_5, R_{10}).
- Schutz des Benutzers (R_8, R_9).
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche (R_7).
- Strombegrenzung der Verpolung des Nebenstellenanschlusses (R_5, R_6).
  Die beiden Widerstände können entfallen, wenn keine Nebenstelle angeschlossen werden soll. Anschluß 6 muß dann mit U_{SS} (Anschluß 7) verbunden werden.
- D3: Verminderung positiver Spannungen, die bei manchen Triac-Typen im gezündeten Zustand am Gateanschluß entstehen, auf Werte unter U_{DD} +0,3 V (vgl. Grenzdaten). Bei Einsatz geeigneter Triacs kann die Diode D3 entfallen. (Diese Eigenschaft des Triacs ist abhängig vom Anodenstrom und dem inneren Widerstand zwischen G und A1; sie kann vom Hersteller spezifiziert und gemessen werden.)
- Dr: Die Drossel dient zusammen mit dem Kondensator C_1 der Funkentstörung.
  Die Funkentstörung ist nach
  VDE 0875/Teil 1 (allgemein)
  VDE 0550/Teil 6 (Drosseln)
  oder entsprechend landesspezifischen Vorschriften, je nach Anwendung, zu dimensionieren.
  Anhaltswerte: 1,4...2 mH, Q = 11...24

Bild 4

Anwendungsschaltung elektronische Nebenstelle



Drahtlose Fernsteuerung

Sehr einfach ist der Anschluß einer drahtlosen Fernsteuerung am Nebenstelleneingang. Mit Hilfe eines einzigen Übertragungskanals kann der SLB 0586 in allen Funktionen bedient werden.

Störsicherheit

Eine digital bestimmte Immunitätszeit von etwa 50 ms gewährt eine hohe Störsicherheit gegen elektrische Einstreuungen auf die Steuereingänge und gestattet eine nahezu verzögerungsfreie Bedienung.

Durch spezielle Logik des Nebenstelleneingangs führen auch große Erdkapazitäten der Steuerleitung zu keinen Störungen.

Bei kurzen Netzunterbrechungen bleibt der eingestellte Schaltzustand mit der empfohlenen Außenbeschaltung erhalten. Nach längeren Netzausfällen geht die Schaltung in den AUS-Zustand.

Die Regelcharakteristik des netzsynchronen Oszillators (PLL-Schaltung) ist so ausgelegt, daß Störungen durch Rundsteuersignale sich nur durch geringe Helligkeitsschwankungen bemerkbar machen können. Eine Fehlfunktion des Dimmers wird dadurch nicht ausgelöst.

Allgemeines

Alle gemachten Zeitangaben beziehen sich auf eine Netzfrequenz von 50 Hz. Bei einer Netzfrequenz von 60 Hz verkürzen sich die Zeiten entsprechend.

Nebenstellen

Alle Schalt- und Steuerfunktionen können auch von Nebenstellen aus betätigt werden, die an einem eigens dafür vorgesehenen Nebenstelleneingang angeschlossen werden. Die Hauptstelle und die Nebenstellen sind gleichberechtigt. An den Nebenstellen können elektronische Sensorschalter oder mechanische Taster angeschlossen werden. Bei Bedienung muß während beider Netzhalbwellen H-Potential am Nebenstelleneingang anliegen.

Eine dafür geeignete elektronische Schaltung zeigt das Anwendungsbeispiel **(Bild 4)**. Die Schaltung arbeitet als Rückfallverzögerung und überbrückt während der negativen Netzhalbwelle die Ansteuerung der Schalttransistoren.

- Ansprechzeit ca. 2 ms
- Rückfallverzögerung ca. 30 ms
- Verpolungsschutz (R_1, D1, Si)

Hinweis

Der Nebenstelleneingang muß auf U_{SS} geschaltet werden, falls dieser Eingang nicht benötigt wird.

Bedienung der Steuereingänge

Eingangspotential während beider Halbwellen der Netzphase

Funktion	Netzhalbwelle	Sensoreingang	Nebenstelleneingang		
bedient	positiv	L	H		
	negativ	0	H		
nicht bedient	positiv	H	L	oder	0
	negativ	0	0		L

A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer, schnelle Datenakquisition

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Auflösung Bit	Umsetz-zeit	Abtast-frequenz max. MHz	Versorgungs-spannung V	Analog Multiplex	Linearität LDB
Ultraschnelle ADU							
SDA 6020	C-DIP-16	6	20 ns	50	+5, −5,2		± 1/2
SDA 5200	C-DIP-16	6	10 ns	100	+5, −5,2		± 1/2
SDA 8200	C-DIP-40	6	4 ns	300	+5, −4,5		± 1/4
SDA 8010	C-DIP-24	8	10 ns	100	+5, −4,5		± 1/2
µP-kompatible ADU							
SDA 0808 A; B	C-DIP-28	8	15 µs	1,5*)	5	8 x	± 1/2
SDA 0808 N	PL-CC-28	8	15 µs	1,5*)	5	8 x	± 1/2
SDA 1808 N	PL-CC-28	8	15 µs	2,5*)	5	8 x	± 1/2
SDA 0810 A; B	C-DIP-28	10	20 µs	1,5*)	5	8 x	± 1/2
SDA 0810 N	PL-CC-28	10	20 µs	1*)	5	8 x	± 1/2
SDA 1810 N	PL-CC-28	10	20 µs	2*)	5	8 x	± 1/2
D/A-Umsetzer							
SDA 8005	C-DIP-16	8	7 ns	150*)	−5,2	–	± 1/2
Schnelle Datenakquisition							
SDA 8020	PL-CC-68	100 MHz/4 x 25-MHz-Schieberegister					

*) Taktfrequenz

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 6020	Q67000-Y584	C-DIP-16

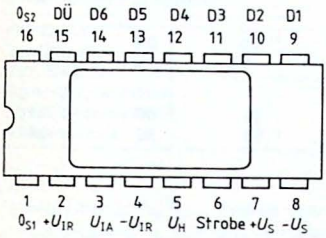
Der SDA 6020 ist ein ultraschneller A/D-Wandler mit 6-bit-Auflösung. Neben einer Abtastfrequenz von 50 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 6020 durch folgende Eigenschaften aus:

- Umsetzung bis zur Nyquistfrequenz (25 MHz)
- Auflösung 6 Bit (1,6%), einfache Erweiterung auf 8 Bit
- Linearität ±1/4 LSB
- Keine Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- ECL-kompatibel (ECL → TTL-Anpassung möglich, z. B. mit SH 100.255)
- Niedrige Verlustleistung 450 mW
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I\,A}$, $+U_{I\,R}$ $-U_{I\,R}$	−3,0	3,0	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hystereseansteuerung	$U_{I\,Hy}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		70	K/W

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse
2	$+U_{IR}$	positive Referenzspannung (<2,5 V)
3	U_{IA}	analoger Signaleingang (max. ±2,5 V)
4	$-U_{IR}$	negative Referenzspannung (>−2,5 V)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	positive Speisespannung (+5 V)
8	$-U_S$	negative Speisespannung (−5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0_{S2}	Digitalmasse der Ausgangsstufen

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromversorgung					
Pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
Neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,2	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		30	60	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		55	80	mA
Analogteil					
$T_U = 25\,°C$; $+U_S = 5$ V; $-U_S = 5{,}2$ V					
Signaleingang					
Max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = \lvert(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})\rvert$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung	U_{IA}		0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität	U_{IA}	1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität	U_{IA}	2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}		200	800	µA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}	−10		10	µA
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	I_{IA}	−10		10	µA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}			35	pF
Referenzeingänge					
Pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	−2		2,5	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	−2,5		2	V
Referenzwiderstand	64 R	96	128	256	Ω
Digitalteil					
Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	5	30	100	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}	5	30	100	µA
Datenausgänge					
100 Ω gegen −2 V					
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	−2,0	−1,7	−1,5	V

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Dynamische Parameter					
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		8	10[1])	ns
Signalübergangszeit[2])	$t_{TLH\,Qmax}$		9		ns
Signalübergangszeit[2])	$t_{THL\,Qmin}$		11		ns
Abtastfrequenz	f_{Strobe}	50			MHz

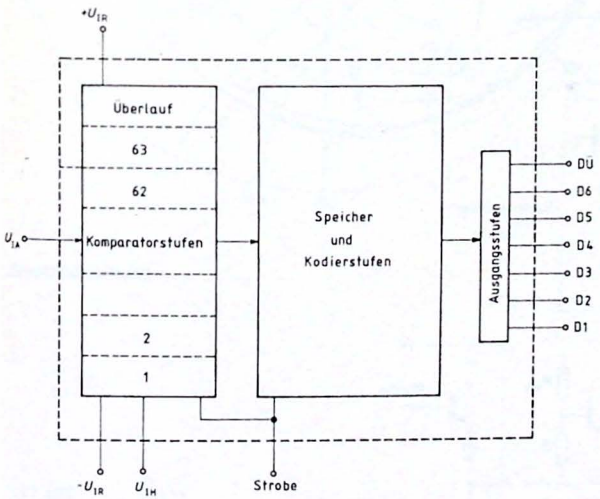
1) Eine Überschreitung dieses Wertes bei Abtastfrequenzen niedriger als 50 MHz ist durchaus zulässig, sofern die verbleibende Haltezeit zur sicheren Datenübernahme ausreicht.

2) Die Datenübernahme in die nachfolgende Schaltung sollte mit einer Verzögerung t_D gegenüber der steigenden Strobeflanke im Bereich

$$t_{TLH\,Qmax} + t_{Hold/2} < t_D < t_{Hold} + t_{THL\,Qmin}$$

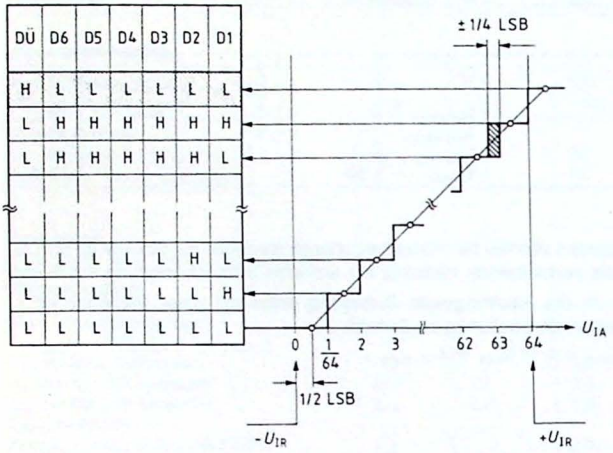
erfolgen.

Blockschaltbild

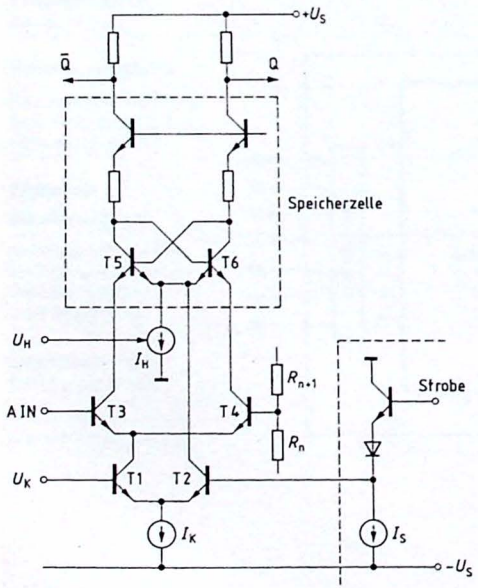


Übertragungscharakteristik und Logiktabelle

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	L	L	L	L	L	L
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L

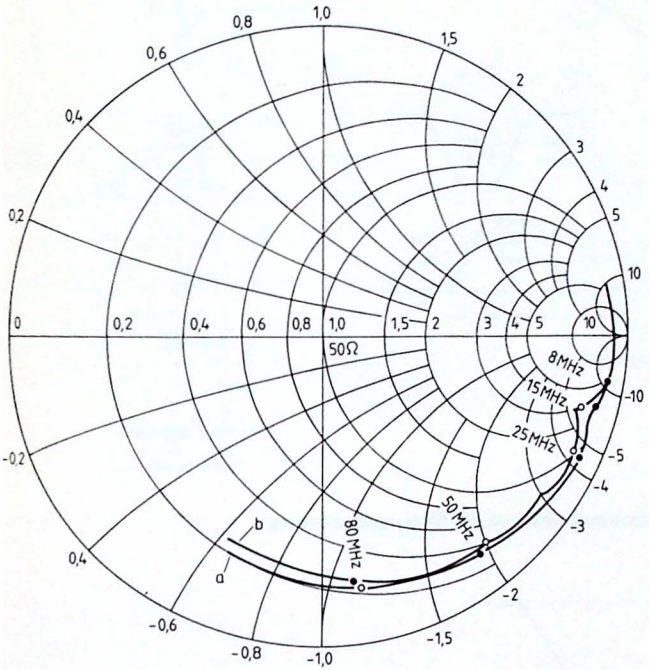


Eingangsstufe

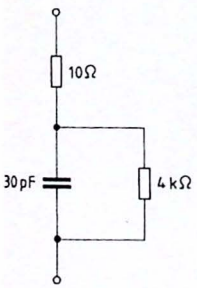


Smith Diagramm

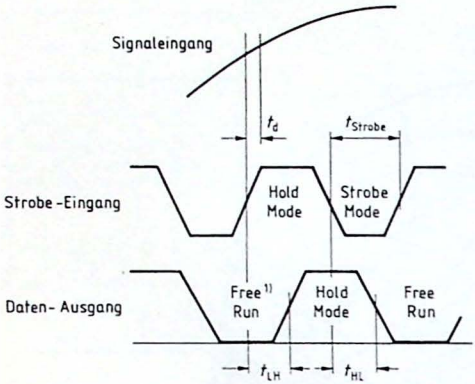
a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
b) Ortskurve der Ersatzschaltung



Ersatzschaltung

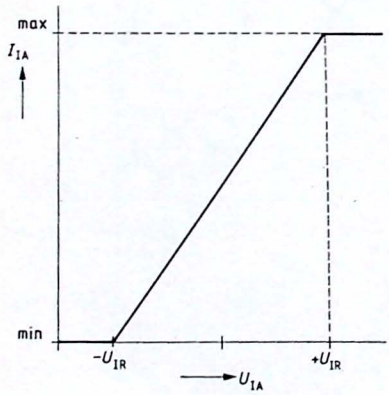


Impulsdiagramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge

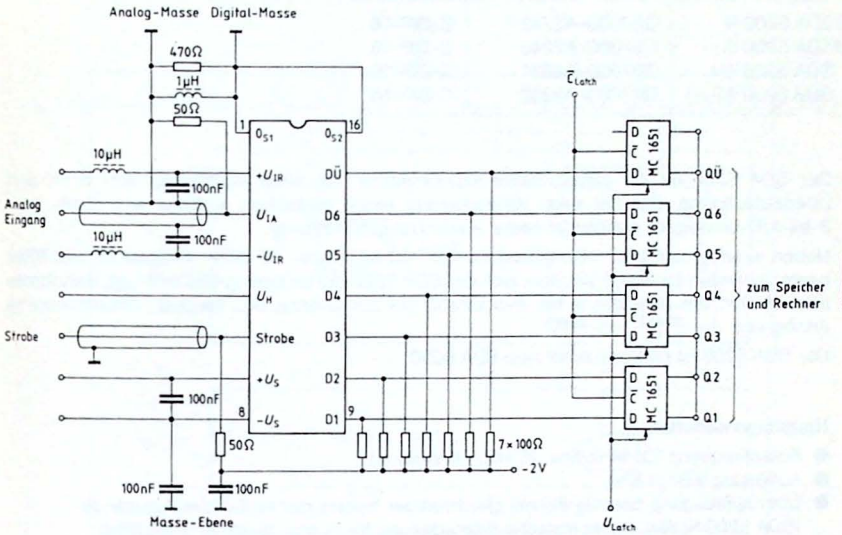


1) nicht definierte Ausgangspegel

Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung



Meßschaltung



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S SDA 5200 N	Q67000-A2242	C-DIP-16
S SDA 5200 S	Q67000-A2243	C-DIP-16
SDA 5200 AN	Q67000-A8231	C-DIP-16
SDA 5200 AS	Q67000-A8232	C-DIP-16

Der SDA 5200 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer mit einer Auflösung von 6 Bit und Überlaufausgang, der bei einer Kaskadierung einen einfachen Aufbau von 7-bit- bzw. 8-bit-A/D-Umsetzern ermöglicht (siehe Anwendungsschaltung).

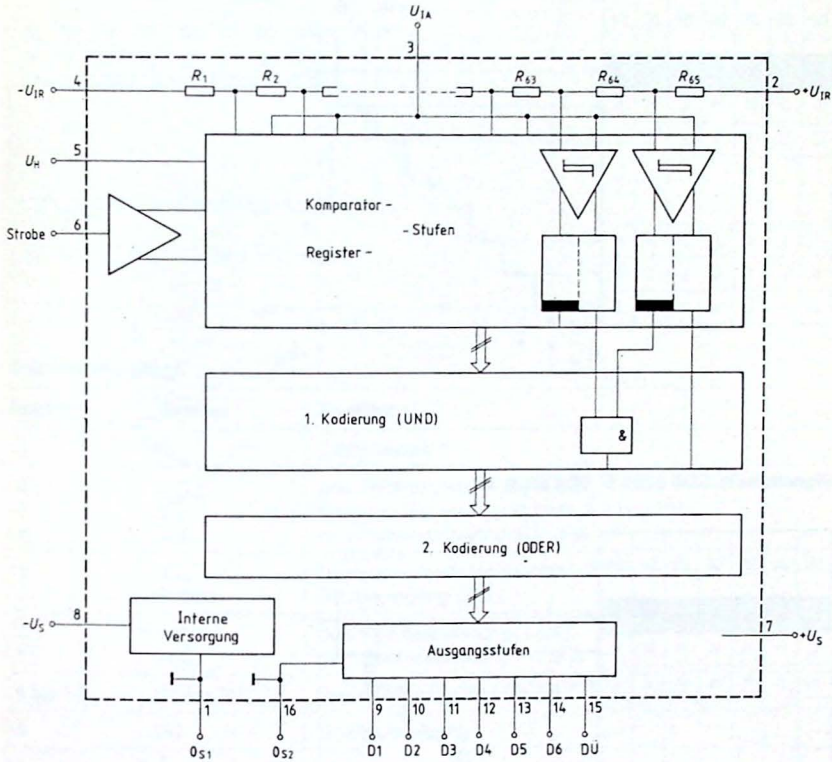
Neben einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz bzw. 75 MHz (A-Version) und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist-Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 ist pinkompatibel zum SDA 6020.

Haupteigenschaften

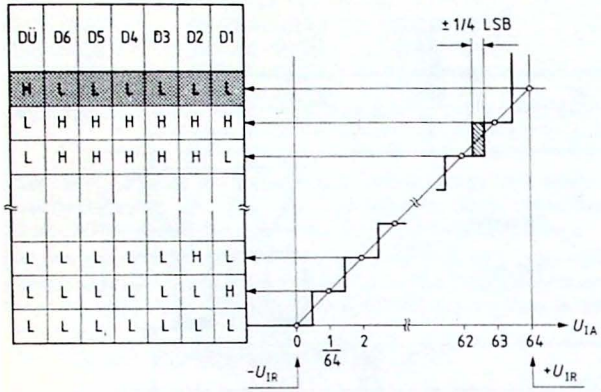
- Abtastfrequenz 100 MHz bzw. 75 MHz (A-Version)
- Auflösung 6 Bit (1,6%)
- Überlaufausgang (siebtes Bit) mit gleichzeitiger Sperre der restlichen Ausgänge (SDA 5200 N; AN), daher einfache Kaskadierung für 7- bzw. 8-bit-A/D-Wandler
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen bis zur Nyquist Grenze
- Linearität ± 1/4 LSB
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- Verlustleistung 550 mW
- ECL-kompatibel
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

Blockschaltbild



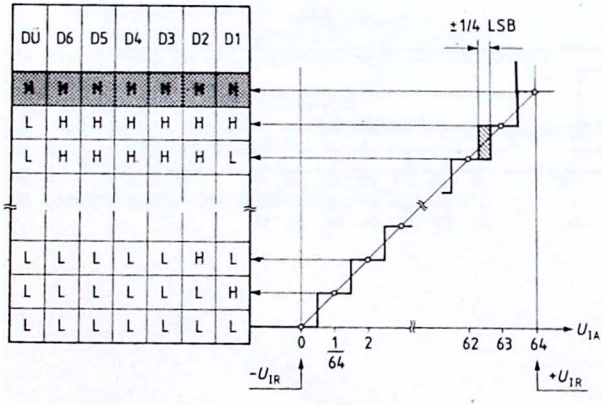
Signaltabelle SDA 5200 N, SDA 5200 AN

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	L	L	L	L	L	L
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L

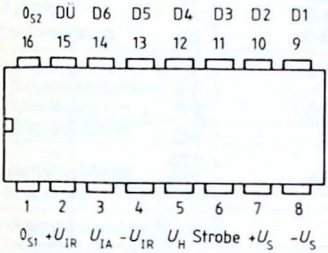


Signaltabelle SDA 5200 S, SDA 5200 AS

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse 1
2	$+U_{IR}$	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U_{IA}	analoger Signaleingang (max. +2 V; −3 V)
4	$-U_{IR}$	neg. Referenzspannung (−3 V)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	pos. Speisespannung (+5 V)
8	$-U_S$	neg. Speisespannung (−5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0_{S2}	Digitalmasse 2

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I\,A} + U_{I\,R}$, $-U_{I\,R}$	−3,5	2,5	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	$U_{I\,Hy}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		70	K/W

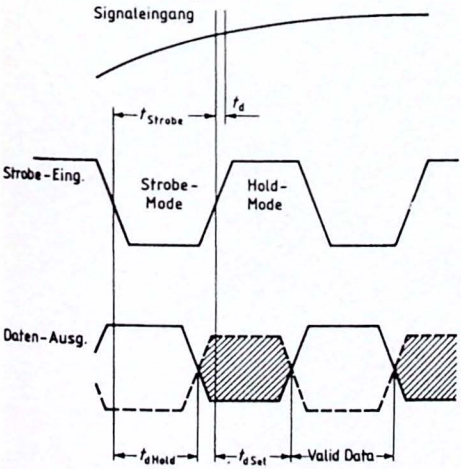
Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromversorgung					
pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,2	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V, $U_{I\,A} \leq -U_R$	I_{S+}		50	80	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V, $U_{I\,A} \leq -U_{I\,R}$	I_{S-}		55	80	mA
Analogteil					
Signaleingang					
Max. Eingangsspannung	$U_{I\,Amax}$	$-U_{I\,Rmin}$		$+U_{I\,Rmax}$	V
$U_{I\,Amax} = \lvert(+U_{I\,Rmax}) - (-U_{I\,Rmin})\rvert$				5	V
$U_{I\,A}$ für 6-bit-Auflösung			0,3		V
$U_{I\,A}$ für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
$U_{I\,A}$ für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{I\,A} = +U_{I\,R}$	$I_{I\,A}$		150	500	µA
bei $U_{I\,A} < -U_{I\,R}$	$I_{I\,A}$	−500		500	nA
Eingangskapazität					
bei $U_{I\,A} < -U_{I\,R}$	$C_{I\,A}$		25		pF
Referenzeingänge					
pos. Referenzspannung	$+U_{I\,R}$	−2,5		2	V
neg. Referenzspannung	$-U_{I\,R}$	−3,0		1,5	V
Referenzwiderstand	R_{REF}	96	128	195	Ω

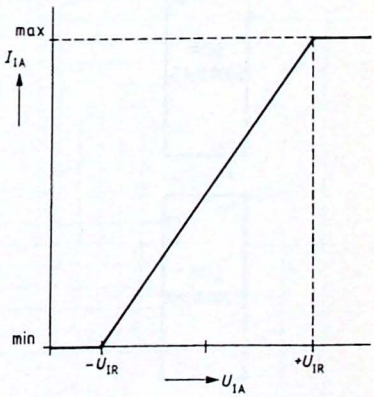
Kenndaten (Fortsetzung)

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Digitalteil					
Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1.1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,6	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}		6	50	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}		6	50	µA
Datenausgänge 100 Ω gegen −2 V					
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	−1,1	−0,9	−0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	−2,0	−1,7	−1,5	V
Dynamische Parameter					
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		5		ns
Signalübergangszeit SDA 5200 N; S	$t_{d\,Hold}$		12	17	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 AN; AS	$t_{d\,Hold}$		13	20	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 N; S	$t_{d\,Set}$		12	17	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 AN; AS	$t_{d\,Set}$		14	20	ns
max. Abtastfrequenz SDA 5200 N; S	f_{Strobe}	100			MHz
max. Abtastfrequenz SDA 5200 AN; AS		75	80		MHz
max. Slewrate	S		0,5		V/ns
Bandbreite (−3 dB)	B		140		MHz

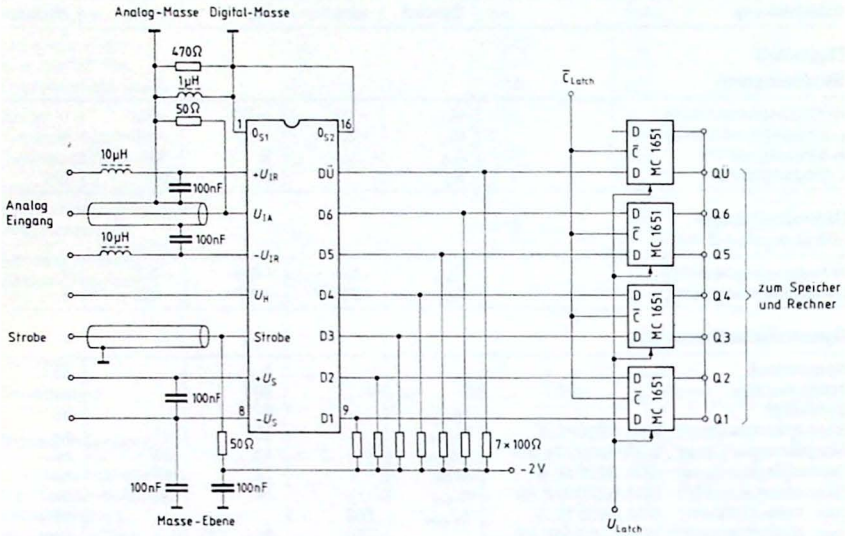
Impulsdiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge



Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung

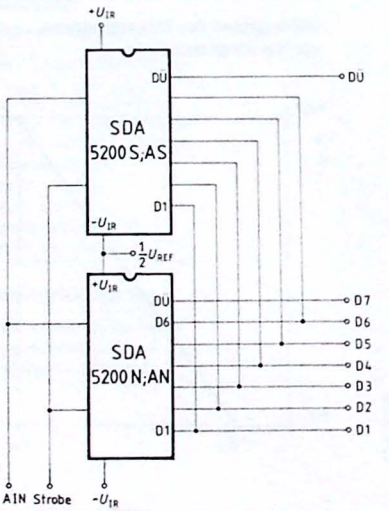


Meßschaltung



Anwendungsschaltung

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 S; AS und SDA 5200 N; AN



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

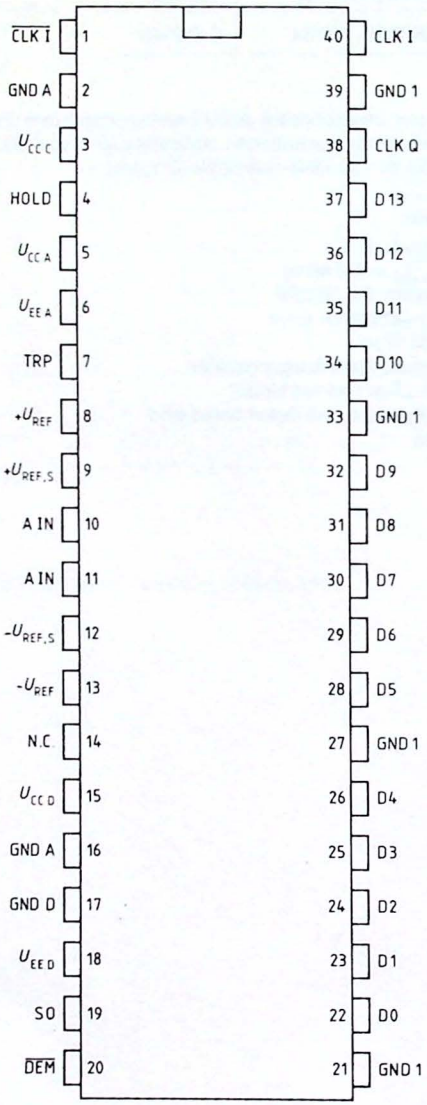
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8200	Q67000-A8164	C-DIP-40

Der SDA 8200 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren mit einer Auflösung von 6 Bit, einer garantierten Abtastfrequenz von 300 MHz und einer hohen Leistungsfähigkeit bis zu 150-MHz-Full-Scale-Eingang.

Besondere Merkmale

- 300-MHz-Abtastfrequenz
- 5,4 Bit effektiv ($f_{analog} = 100$ MHz)
- max. Linearitätsfehler $\pm 0{,}25$ LSB
- Eingangsspannungsbereich ± 1 V
- Eingangskapazität 12 pF
- Optionell 2:1 gemultiplexte Ausgangsdaten
- Kein Pipelining im „Transparent Mode"
- Taktausgang zur Anzeige, daß Daten bereit sind
- Überlauf-Ausgang

Bild 1
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Bezeichnung	Symbol	Funktion
10, 11	Analogeingang	AIN	Eingänge für das zu digitalisierende Signal. Um die parasitäre Induktivität zu verringern, werden zwei Anschlüsse verwendet.
13, 12, 8, 9	Referenz-eingänge	$-U_{REF}$ $-U_{REF,S}$ $+U_{REF}$ $+U_{REF,S}$	Unteres und oberes Ende der Kette von Referenzwiderständen. Die Eingänge können entweder als Meß- und Überwachungsanschluß für eine Kelvin-Verbindung verwendet oder zur Minimierung des parasitären Widerstandes parallelgeschaltet werden.
40, 1	Umwandlungs-Takt	CLKI, $\overline{\text{CLKI}}$	Jede ansteigende Flanke eines an CLK I angelegten Signals bewirkt das Abtasten des Analogsignals. Es können entweder ECL (Differenz- oder Eintaktsignale) oder sinusförmige Taktsignale verwendet werden.
38	Takt-Ausgang	CLKQ	Liefert ein ECL-Signal, das zur Steuerung der Übertragung der digitalen Ausgangssignale zu den folgenden Schaltkreisen verwendet werden kann (nicht im Transparent-Mode verfügbar). Bei Demultiplex-Betrieb beträgt die Frequenz von CLK Q die Hälfte der Abtastfrequenz (siehe „Betriebsarten").
22, 23, 24, 25, 26, 28, 29	Ausgangs-wort 1	D0...D6	ECL-Ausgang einschließlich Überlaufbit (D6), gültig nur im Demultiplex-Betrieb. In dieser Betriebsart wird das erste Digitalwort von jeweils zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten mit einer Taktfrequenz geliefert, welche die Hälfte der Abtastfrequenz beträgt. In den direkten Betriebsarten sind diese Ausgänge nicht definiert.
30, 31, 32, 34, 35, 36 37	Ausgangs-wort 2	D7...D13	ECL-Ausgänge (D13 Überlauf), welche das zweite Wort eines Doppelwortes im Demultiplexbetrieb liefern. In den direkten Betriebsarten erscheinen die digitalen Daten an diesen Ausgängen mit einer Taktfrequenz, die der Abtastfrequenz entspricht.

Anschlußbelegung (Fortsetzung)

Anschluß	Bezeichnung	Symbol	Funktion
19	Überlauf Setzen	SO	Ein logischer H-Pegel an diesem ECL-Eingang oder das Verbinden dieses Anschlusses mit Masse (GND D) bewirkt, daß das Überlauf-Bit auf H und die Datenbits auf L liegen, wenn das Analogsignal die obere Komparator-Schwelle übersteigt. Wenn der Anschluß nicht beschaltet ist oder auf L liegt, bleiben die Datenbits bei einem Überlauf auf H.
20	Demultiplex-Betrieb	$\overline{DEM}$	Wird dieser Anschluß auf H gelegt oder mit Masse (GND D) verbunden, wird das Bauteil in die direkte Betriebsart geschaltet.
7	Transparent-Betrieb	TRP	Ein logischer H-Pegel (oder GND D) an diesem Eingang schaltet das Bauteil in den Transparent-Modus (kein Pipelining). In dieser Betriebsart sind die Eingänge DEM und HOLD wirkungslos. Es wird kein Takt ausgegeben.
4	Datenwort halten	HOLD	Ein H-aktiver ECL-Eingang, der den Datentransport zu den Ausgängen (D0-D13) sofort anhält und die Ausgabe des Taktes sperrt. Das letzte Datenwort bleibt am Ausgang anliegen und CLK Q wird auf L-Pegel gelegt. Im direkten Betrieb erscheinen die ersten gültigen Daten zusammen mit dem Ausgangstakt eines Taktzyklus, nachdem HOLD freigegeben wurde. Im Demultiplex-Betrieb erscheinen der Takt und die gültigen Daten nach zwei Umwandlungs-Taktzyklen, wobei das erste Datenwort (das dem ersten Abtastwert entspricht, nachdem HOLD auf L gelegt wurde) immer an D0-D6 liegt. HOLD ist im Transparent-Modus wirkungslos.
5, 6, 2, 16	Speisespannung Analogteil	U_{CCA}, U_{EAA}, GND A	Versorgungsspannungen
15, 18, 17	Speisespannung Digitalteil	U_{CCD}, U_{EED}, GND D	
3	Speisespannung Takt	U_{CCC}	
21, 27 33, 39	Ausgangs-Masse	GND 1	Masseanschluß für die Emitterfolger in den ECL-Ausgangsstufen

Beschreibung des Schaltkreises

Die A/D-Wandlung wird von 64 Komparatoren durchgeführt, die parallel zum Analogeingang AIN liegen. Das Signal wird gleichzeitig mit 64 gleich abgestuften Referenzspannungen verglichen, welche durch die Widerstandskette $R_1 \ldots R_{65}$ geliefert werden. Mit der ansteigenden Flanke des Umwandlungs-Taktes CLK I wird das Ergebnis des Vergleichs im ersten Komparator-Latch gespeichert und anschließend an ein zweites Latch übergeben (Pipelining). Das digitale Ergebnis des Vergleichs liegt dann am Ausgang des Komparators im sog. Thermometercode an. Die Binärdarstellung des Abtastwertes wird in drei nachfolgenden Codierstufen erzeugt, und der 300-MHz-Ausgangs-Datenstrom wird optionell von einem Demultiplexer in zwei 150-MHz-Kanäle geteilt, die durch zwei parallele Ausgangstreiber in ECL-Pegel umgewandelt werden. Alle Taktsignale für das Pipelining und die Demultiplex-Stufen werden intern durch eine Takt-/Treiber-Schaltung erzeugt, die über CLK I mit dem externen Umwandlungs-Takt verbunden ist. Ein Taktsignal zur Übertragung der Ausgangsdaten an darauffolgende Schaltkreise liegt an CLK Q an. Wenn der Pipeline-Betrieb jedoch nicht vorteilhaft ist (z. B. bei zweistufigen Umsetzern), können alle internen Latches, die auf die Komparatoren folgen, über den Programmier-Eingang TRP in den Transparent-Mode geschaltet werden. So verursacht jeder Codier-Befehl nach einer kurzen Verzögerung das Erscheinen des entsprechenden Ausgangssignals.

Takteingänge (CLK I)

Die Takteingänge müssen mit Differenz-ECL-Pegel angesteuert werden **Bild 3a**. Da CLK I intern auf $-1{,}32$ V gelegt ist, ist es auch möglich, CLK I unsymmetrisch zu verwenden. Bei dieser Konfiguration wird ein Überbrückungskondensator von CLK I nach GNDC empfohlen.

In diesem Fall muß der Takt bezogen auf die interne Referenzspannung stabil sein, damit die spezifizierten Zeitabläufe ($t_{WH,\ CLK\ I}$, $t_{WL,\ CLK\ I}$) über den Betriebsbereich sichergestellt sind. Bei einem dauernd anliegenden Eingangstakt wird die in **Bild 3b** gezeigte Konfiguration empfohlen. Es kann dann ein kapazitiv gekoppelter Sinus-Takt (300 V Spitze-Spitze typ.) ohne Verminderung der Leistung eingesetzt werden **(Bild 3c)**.

Analog- und Referenzeingänge

Der Eingangsspannungsbereich wird durch die Spannungen bestimmt, die oben ($+U_{REF}$) und unten ($-U_{REF}$) an die Widerstandskette angelegt werden. Durch zwei Anschlüsse für jede Spannung ist eine Kelvin-Beschaltung möglich (sense, force), wenn höchste Präzision erforderlich ist. Andernfall sorgt die parallele Verbindung dieser Anschlüsse für geringe parasitäre Widerstände. Da die Eingangskapazität mit 12 pF sehr gering und unabhängig von der Eingangsspannung ist, kann der Analogeingang aus einer normalen 50-Ω-Quelle betrieben werden, und der Eingangsspannungsbereich kann symmetrisch zu Masse eingestellt werden.

Stromversorgung

Die Stromversorgung teilt sich in drei Teile auf. Die Speisespannung für den Analogteil, $U_{CC\ A}$, $U_{EE\ A}$, ist mit den ersten Komparator-Stufen verbunden, die Speisespannung für den Digitalteil, $U_{CC\ D}$, $U_{EE\ D}$, versorgt den Codierer, Demultiplexer und die Ausgangsstufen, und zur Trennung der großen und von Störungen überlagerten Treiber-Ströme von der restlichen Stromversorgung wurde eine spezielle Takt-Speisespannung $U_{CC\ C}$ vorgesehen. Zusätzlich dazu ist eine getrennte Rückleitung GND 1 für die Ströme der Ausgangsemitterfolger vorhanden.

Betriebsarten

Das Analogsignal wird mit jeder ansteigenden Flanke des Taktsignals CLK I abgetastet. Durch Programmierung der Eingänge TRP und DEM können drei verschiedene Ausgangs-Betriebsarten gewählt werden:

a) Direkter Modus (Bild 4)

Die Ausgangsdaten erscheinen mit einer der Abtastrate entsprechenden Wortrate an den Ausgängen D7...D13. Der logische Zustand der Ausgänge D0...D6 ist nicht definiert.

Es kann eine von zwei Unter-Betriebsarten gewählt werden:

(I) **Normalbetrieb** (TRP auf Low, DEM auf High)

Wegen des internen Pipelining erscheinen die Ausgangsdaten einen Taktzyklus nach der ansteigenden Flanke von CLK I (zum Abtastzeitpunkt). CLK Q liefert ein Taktsignal mit derselben Frequenz wie CLK I.

(II) **Transparent-Betrieb** (TRP auf High)

Nach einem Abtast-Befehl erscheinen die zugehörigen Ausgangsdaten sofort mit einer Verzögerung von weniger als 7 ns. Es ist kein Ausgangstakt verfügbar.

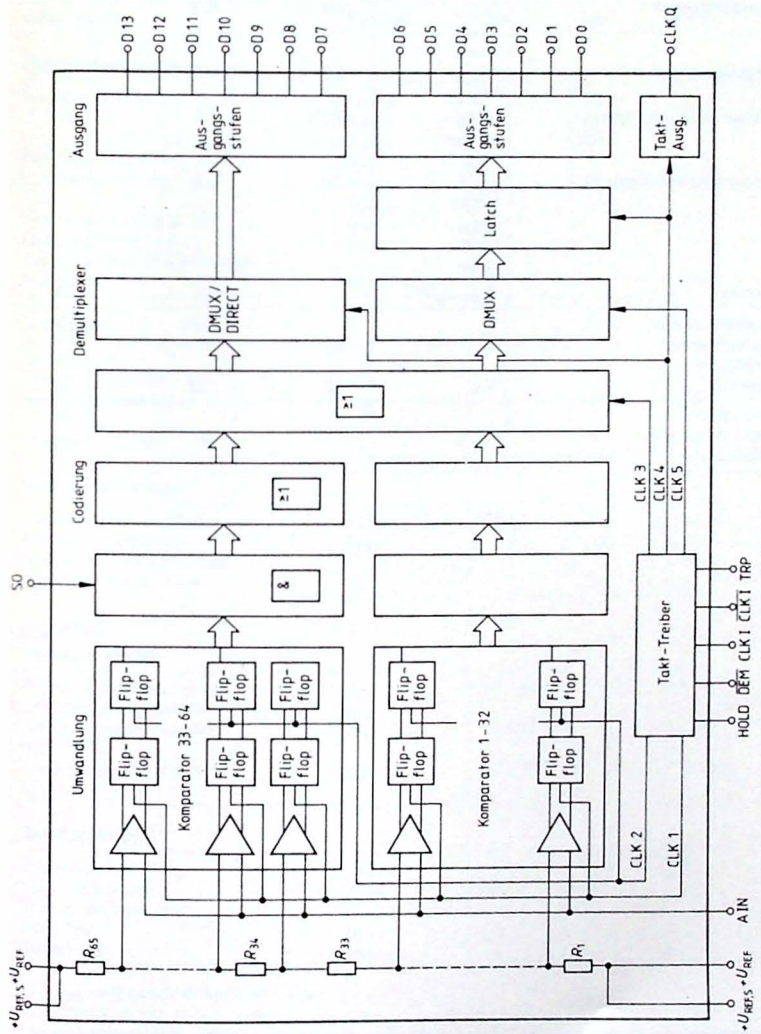
b) Demultiplexer-Modus (TRP auf Low, DEM auf Low, **Bild 5**)

Die zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten entsprechenden Ausgangsworte erscheinen mit der halben Taktrate des Umwandlungstaktes CLK I gleichzeitig an den Ausgängen D0...D6 und D7...D13. Nach einem HOLD-Impuls liegt das zum ersten Abtastwert gehörende Wort immer an D0...D6 an, und die Verzögerung zwischen dem ersten Abtastwert und dem Ausgang beträgt zwei Zyklen des Umwandlungstaktes CLK I. An CLK Q liegt synchron zu den Ausgangsdaten ein Taktsignal mit der halben Frequenz des Umwandlungstaktes.

In allen Betriebsarten kann das Ausgabeformat für den Überlauf-Status über den Eingang S0 programmiert werden. Das Anlegen eines H-Pegels an S0 bewirkt, daß die Überlauf-Bits (D6, bzw. D13) auf H-Pegel bleiben und die Datenbits (D0...D5, bzw. D7...D12) auf L-Pegel gehen, wenn das Analogsignal die Schwelle von Komparator 64 überschreitet. Wenn S0 auf L-Pegel gelegt oder nicht angeschlossen wird, bleiben bei einem Überlauf alle Daten- und Überlauf-Bits auf H-Pegel **(Bild 6)**.

Mit dem HOLD-Eingang kann der Strom der digitalen Ausgangsdaten angehalten werden, und es kann mit definierten Ausgangsbedingungen neu gestartet werden. Der HOLD-Eingang ist im Transparent-Modus gesperrt.

Bild 2
Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	$U_{CC\,A}$ $U_{CC\,D}$ $U_{CC\,C}$	−0,3	6,0	V
Neg. Speisespannungen	$U_{EE\,A}$ $U_{EE\,D}$	−6,0	0,3	V
Analoge Eingangsspannungen	$+U_{REF}$ $-U_{REF}$ U_{AIN}	−2,5[1])	1,5	V
Digitale Eingangsspannungen	$U_{CLK\,I}$ $U_{\overline{CLK}\,I}$ U_{DEM} U_{SO} U_{TRP}	−3,0	0,3	V
Ausgangsstrom	I_{D0} ... I_{D13}		20	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Umgebungstemperatur (ohne Kühlkörper)	T_U	−25	50	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−40	125	°C
Wärmewiderstand Sperrschicht-Umgebung (ohne Kühlkörper)	$R_{th\,JU}$		45	K/W

[1]) Referenzspannungen kleiner als −2 V dürfen nicht ohne anliegende negative Speisespannung angelegt werden.

Kenndaten

$U_{CC\,A}$, $U_{CC\,D}$, $U_{CC\,C} = 5\ V \pm 5\%$, $U_{EE\,A}$, $U_{EE\,D} = -4{,}5\ V \pm 5\%$,
$T_j = 25\,°C$ bis $125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromversorgung					
Pos. Speiseströme	$I_{UCC\,A}$		50		mA
	$I_{UCC\,D}$		65		mA
	$I_{UCC\,C}$		35		mA
Pos. Gesamtspeisestrom	I_{CC}			170	mA
Neg. Speiseströme	$I_{UEE\,A}$		45		mA
	$I_{UEE\,D}$		125		
Neg. Gesamtspeisestrom	I_{EE}			180	mA
Leistungsaufnahme	P_D		1,5	1,8	W
Zulässige Speisespannungs-abweichung	ΔU_{CC}, ΔU_{EE}			100	mW
Analogteil					
Signaleingang					
Spannungsbereich	U_{AIN}	−2		1	V
Max. Eingangsstrom $U_{AIN} = +U_{REF}$	I_{AIN}		500	700	µA
Eingangskapazität	C_I		12		pF
Referenzeingänge					
Referenzspannungen[1])	$+U_{REF}$, $-U_{REF}$	−2		1	V
Referenzwiderstand	R_{REF}		120		Ω
Temperaturkoeffizient des Referenzwiderstandes	TC		1,7		10^{-3}/K
Digitalteil					
Logische Pegel					
H-Eingangsspannung[2])	U_{IH}	−1,165			V
L-Eingangsspannung[2])	U_{IL}			−1,475	V
H-Ausgangsspannung[3]) $R_L = 100\ Ω$	U_{OH}	−1,025		−0,88	V
L-Ausgangsspannung[3]) $R_L = 100\ Ω$	U_{OL}	−1,810		−1,620	V
Takteingänge[4])					
Eingangsstrom	$I_{CLK\,I}$			20	µA
Max. Taktfrequenz	$f_{c\,max}$	300	350		MHz
Aperturverzögerung	t_A		1		ns
Hold-Zeit	$t_{WH,\,CLK\,I}$	1,2			ns
Strobe-Zeit	$t_{WL,\,CLK\,I}$	1,2			ns

[1]) $+U_{REF}$ muß positiver sein als $-U_{REF}$
[2]) gilt für DEM, SO, HOLD, TPR
[3]) gilt für CLK Q, D0...D13
[4]) siehe „Beschreibung des Schaltkreises"

Kenndaten

$U_{CC\,A}$, $U_{CC\,D}$, $U_{CC\,C} = 5\ V \pm 5\%$, $U_{EE\,A}$, $U_{EE\,D} = -4{,}5\ V \pm 5\%$,
$T_j = 25\,°C$ bis $125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Programmiereingänge[1])					
H-Eingangsstrom	I_{IH}		80		µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}		60		µA
Hold-Eingang					
Vorbereitungszeit	$t_{S,\,HOLD}$	0,5			ns
Rückfallzeit	$t_{R,\,HOLD}$	2			ns
High-Impuls-Breite	$t_{W,\,HOLD}$	1			ns
Datenausgänge[2])					
Gültigkeitsbereich der Ausgangsdaten					
Normalbetrieb $f_C = 250$ MHz	$t_{V,\,N}$	3	3,5		ns
Transparent-Betrieb $f_C = 250$ MHz	$t_{V,\,T}$	2,5			ns
Demultiplex-Betrieb $f_C = 300$ MHz	$t_{V,\,D}$	5	5,8		ns
Ausgangsverzögerung					
Max. Frequenz	$t_{d,\,N}$	0,5			ns
Taktverzögerung LH	$t_{d,\,T}$			9	ns
Demultiplex-Betrieb	$t_{d,\,D}$	0			ns
Taktausgang					
Max. Frequenz[3])	$f_{O\,max}$		250		MHz
Taktverzögerung LH	t_{dLH}		6		ns
Taktverzögerung HL	t_{dHL}		5,5		ns

[1]) gilt für DEM, SO, HOLD, TPR
[2]) gilt für CLK Q, D0…D13
[3]) siehe „Beschreibung des Schaltkreises"

Kenndaten

$U_{CC\,A}$, $U_{CC\,D}$, $U_{CC\,C} = 5\ V \pm 5\%$, $U_{EE\,A}$, $U_{EE\,D} = -4{,}5\ V \pm 5\%$, $T_U = +25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Statische Nichtlinearität					
Integrale Nichtlinearität	*INL*			0,25	LSB
Differentiale Nichtlinearität	*DNL*			0,25	LSB
Dynamische Leistungsmerkmale[1])					
Großsignalbandbreite	$f_{3\,dB}$		250		MHz
Effektive Auflösung[2])					
$f_c = 300$ MHz, $U_{AIN} = 2\ V_{SS}$					
$f_{AIN} = 10$ MHz			5,9		Bit
$f_{AIN} = 50$ MHz		5,6	5,8		Bit
$f_{AIN} = 100$ MHz		5,3	5,4		Bit
$f_{AIN} = 150$ MHz			5,0		Bit
Signal-Rauschabstand[3])	*SNR*				
$f_c = 300$ MHz, $U_{AIN} = 2\ V_{SS}$					
$f_{AIN} = 50$ MHz		36	37,5		dB
$f_{AIN} = 100$ MHz		35	36,5		dB
$f_c = 300$ MHz, $U_{AIN} = 1\ V_{SS}$			37		dB
$f_{AIN} = 50$ MHz			36		dB
$f_{AIN} = 100$ MHz					
Klirrfaktor	*THD*				
$f_{AIN} = 50$ MHz, $U_{AIN} = 2\ V_{SS}$			−44		dB
$f_{AIN} = 100$ MHz, $U_{AIN} = 2\ V_{SS}$			−39		dB

[1]) Gemessen in einem 50-Ω-Analogsystem bei 300 MHz Abtastrate (300 mV_{SS} Sinus-Takt)
[2]) Enthält sowohl Rauschen als auch Oberwellen
[3]) Ohne den Einfluß von Oberwellen; b_{eff}, *SNR* (dB) und *THD* (dB) hängen zusammen über die Formel $b_{eff} = \lfloor -10 \log (10^{-SNR/10} + 10^{THD/10}) - 1{,}8 \rfloor / 6$

Bild 3a
Takteingang

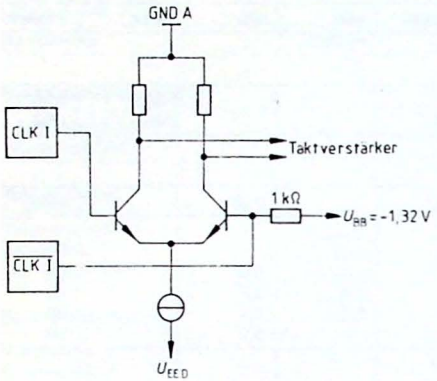


Bild 3b

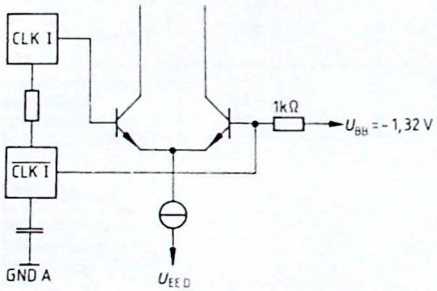


Bild 3c

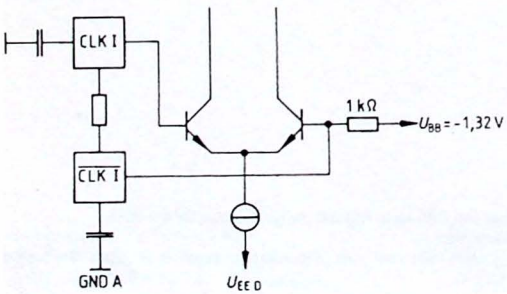


Bild 4
Implusdiagramm für den direkten Betrieb

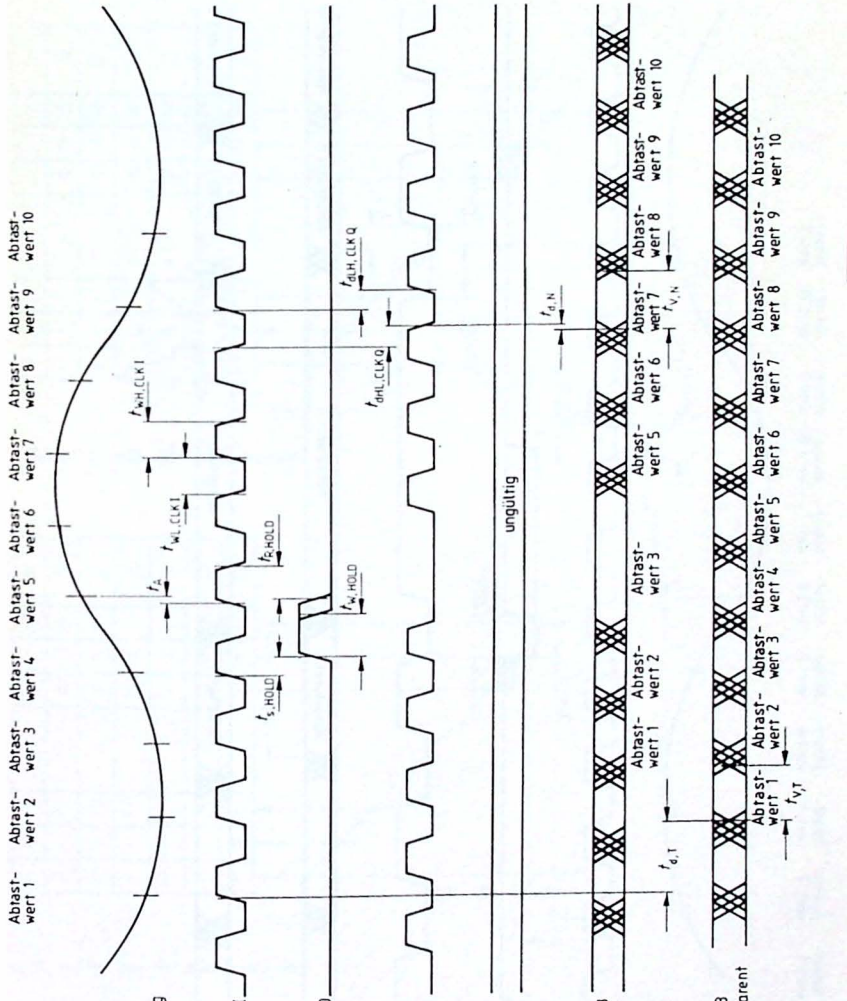


Bild 5
Demultiplex-Betrieb

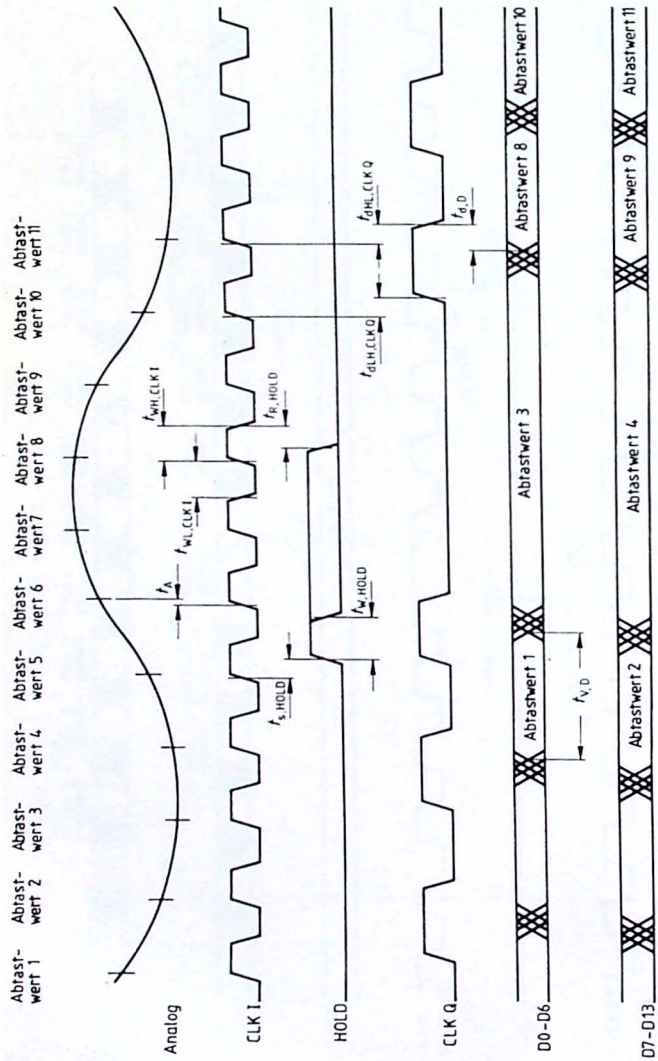
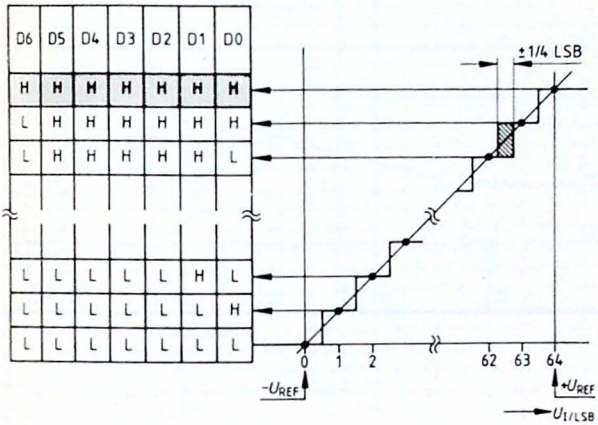
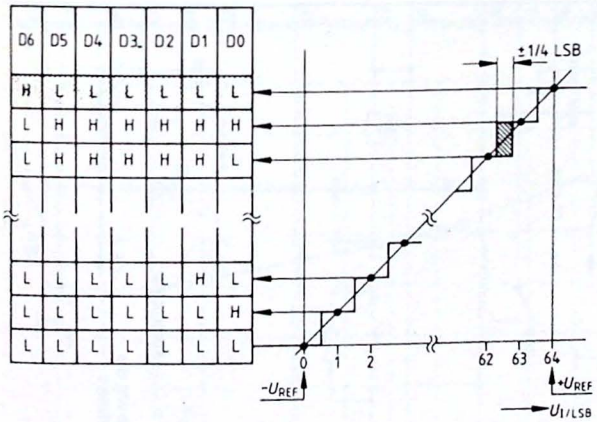


Bild 6
Übertragungscharakteristik und Wahrheitstabelle

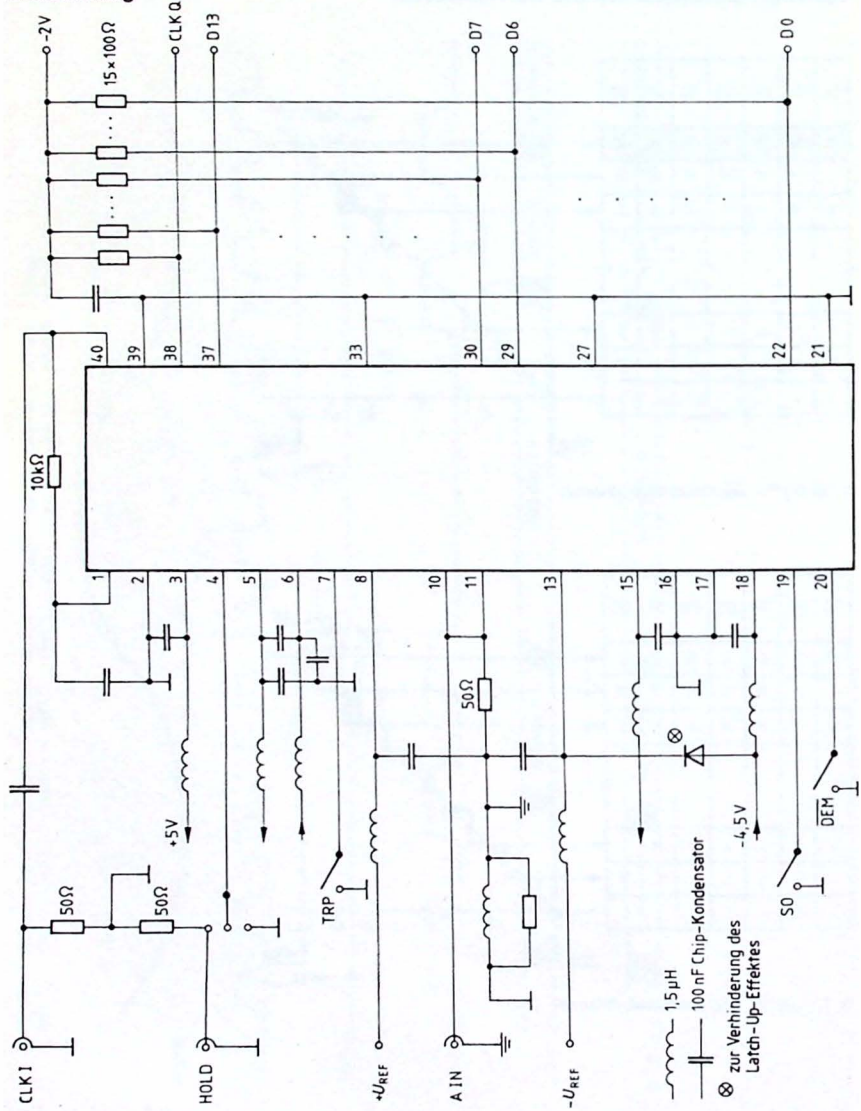


a) SO auf "L" oder nicht angeschlossen.

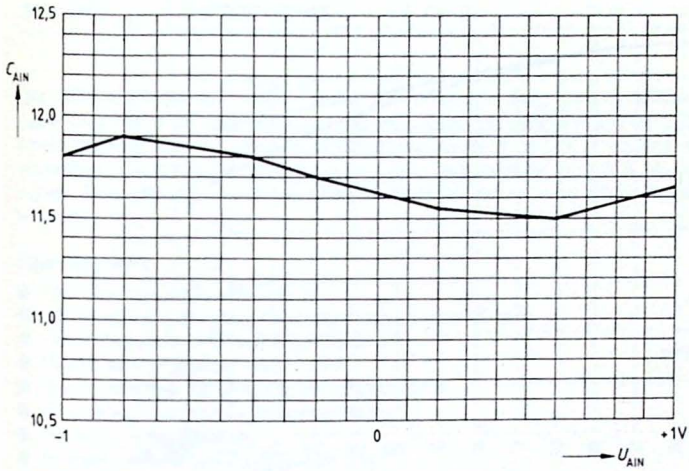


b) SO auf "H" oder mit Masse verbunden.

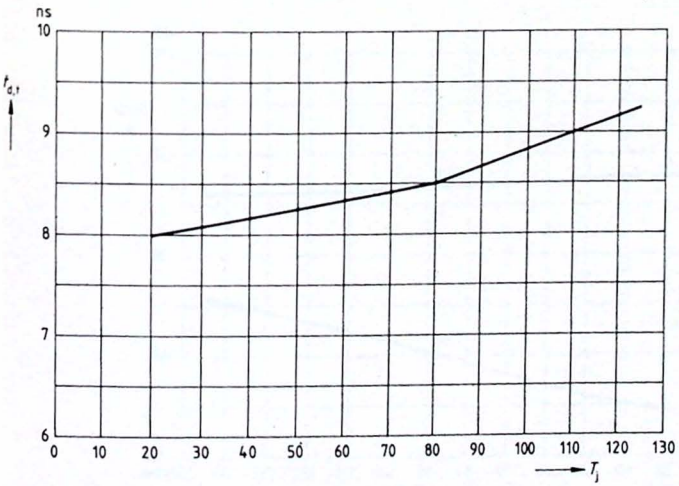
Bild 7
Meßschaltung



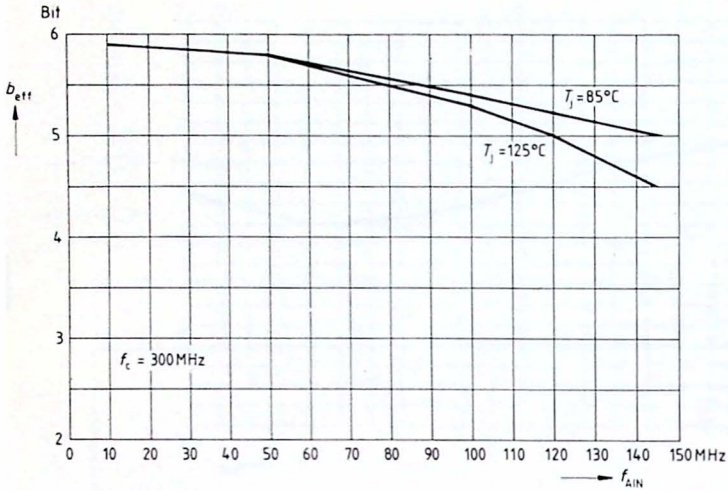
Kapazität C_{AIN} des Analogeinganges über der Eingangsvorspannung



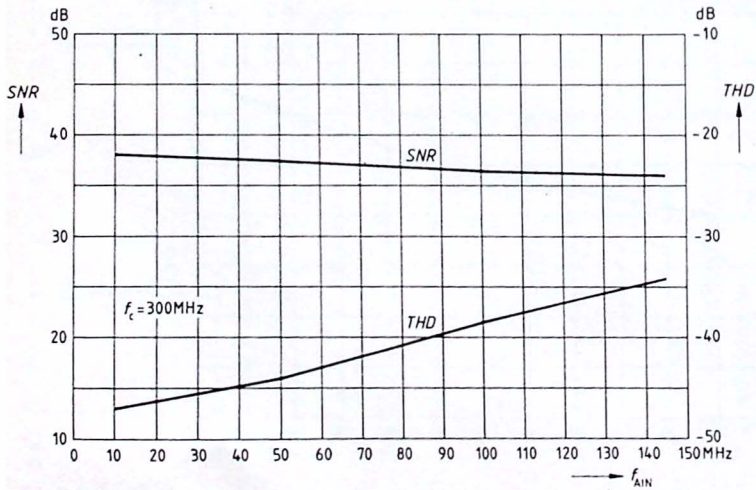
Ausgangsverzögerung (Transparent-Betrieb) $t_{d,T}$ über der Sperrschichttemperatur



Effektive Auflösung b_{eff} über der Analogfrequenz



Signal-Rauschabstand *SNR* und Klirrfaktor *THD* über der Analogfrequenz



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

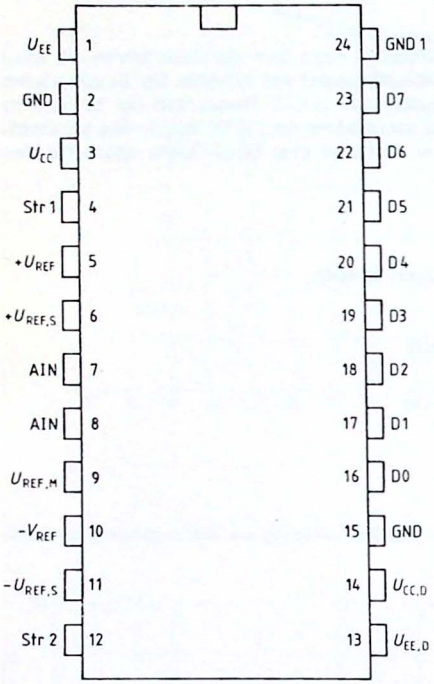
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8010	Q67000-A2566	C-DIP-24

Der SDA 8010 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren mit einer Auflösung von 8 Bit und einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz. Der Baustein kann Analogsignale, die im gesamten Spannungsbereich (±1 V) Frequenzen bis zu 50 MHz aufweisen, digitalisieren und hat eine Leistungsaufnahme von 1,3 W. Wegen des symmetrischen Eingangsspannungsbereichs kann er direkt an eine 50-Ω-Quelle angeschlossen werden.

Eigenschaften

- 100 MHz min. Abtastfrequenz
- 6,3 Bit effektiv bei einer Eingangsfrequenz von 30 MHz
- Hervorragende Großsignalbandbreite
- Nichtlinearität kleiner als 1/2 LSB
- Symmetrischer Eingangsspannungsbereich
- ECL 100 K kompatible Ausgangsdaten
- Geringe Verlustleistung
- Kleines Keramikgehäuse (C-DIP-24)

Bild 1
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{EE}	Neg. Speisespannung, Analogteil
2	GND	Masse
3	U_{CC}	Pos. Speisespannung, Analogteil
4	Str 1	Strobe 1
5 6	$+U_{REF}$ $+U_{REF,S}$	Pos. Referenzspannung Potentialklemme für pos. Referenzspannung
7 8	AIN AIN	Analogeingang Analogeingang
9	$U_{REF,M}$	Mittelanzapfung des Spannungsteilers
10 11	$-U_{REF}$ $-U_{REF,S}$	Neg. Referenzspannung Potentialklemme für neg. Referenzspannung
12	Str 2	Strobe 2
13 14	$U_{EE,D}$ $U_{CC,D}$	Neg. Speisespannung, Digitalteil Pos. Speisespannung, Digitalteil
15	GND	Masse
16 bis 23	D0...D7	Digitale Ausgangssignale
24	GND 1	Masseanschluß für Ausgangsemitterfolger

Funktionsbeschreibung

Der SDA 8010 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren. Das Analogsignal wird parallel an 255 Komparatoren gelegt und dort mit 255 linear über den Eingangsspannungsbereich verteilten Referenzspannungen verglichen. Das im sogenannten Thermometercode vorliegende Ergebnis dieses Vergleichs wird mit drei Codierstufen in die Binärdarstellung übergeführt und steht als Digitalsignal mit ECL-Pegel an den Ausgängen zur Verfügung **(siehe Blockschaltbild)**.

Die einzelnen Komparatoren bestehen aus einem Differenzverstärker und einer im Master-Slave-Betrieb arbeitenden Registerstufe. Sie werden wechselweise durch zwei Taktsignale Str 1 und Str 2 aktiviert, tasten so das Analogsignal ab und halten den zugehörigen Logikpegel. Der Ablauf des Umsetzvorganges wird anhand des Impulsdiagramms beschrieben.

Während der L-Phase des Signals Str 1 wird das Analogsignal mit der Referenzspannung verglichen. Mit der steigenden Flanke von Str 1 wird das Ergebnis des Vergleichs in die erste Registerstufe übernommen und dort bis zur fallenden Taktflanke Str 1 gehalten. Gegen Ende dieser Haltezeit wird das Signal mit der L-Phase des zweiten Taktes Str 2 in das zweite Flipflop übernommen und mit der steigenden Flanke abgespeichert. Die so übernommenen Daten stehen nach einer Verzögerungszeit $t_{d,\,Q}$ am Ausgang zur Verfügung und bleiben für die Zeit $t_{v,\,Q}$ gültig.

Die Ansteuerung des Analogeinganges ist sehr einfach. Der symmetrische Eingangsspannungsbereich und die geringe Eingangskapazität erlauben den Betrieb des Umsetzers in 50-Ω-Systemen ohne Vorverstärker und Pegelanpassung. Durch die Ansteuerung des Bauteils aus einer Quelle mit niedriger Impedanz können die spezifizierten dynamischen Parameter noch weiter verbessert werden. Durch zwei Eingänge AIN ist eine geringe Leitungsinduktivität sichergestellt.

Die internen Referenzspannungen werden durch eine Widerstandskette auf dem Chip erzeugt. Die Potentiale an den Endpunkten $+U_{REF}$ und $-U_{REF}$ bestimmen den Eingangsspannungsbereich, der mit einer Genauigkeit von 8 Bit aufgelöst wird. Durch zusätzliche Meßanschlüsse $U_{REF,\,S}$ und $-U_{REF,\,S}$ ist eine Kompensation von Spannungsabfällen an parasitären Widerständen an der Ober- und Unterseite der Widerstandskette möglich. Die Zuordnung des digitalen Ausgangscodes zur Eingangsspannung wird in der Übertragungscharakteristik gezeigt. Da keine Überlauf-Funktion vorhanden ist, bleibt der Ausgang auf 255, wenn der Bereich der Referenzspannung überschritten wird.

Der Anschluß $U_{REF,\,M}$ dient nur zur HF-Entkopplung, es sind keine zusätzlichen Einstellungen erforderlich, um die spezifizierte Genauigkeit von ± 0,5 LSB zu erhalten.

Die Verwendung von zwei Versorgungssystemen, U_{CC}, U_{EE} und $U_{CC,\,D}$, $U_{EE,\,D}$ und einer zusätzlichen Masseleitung GND 1 für die Ausgangsstufen reduziert die gegenseitige Beeinflussung von Analog- und Digitalsignal. Zusätzlich wird die getrennte Rückführung der Masseleitung des Analogsignals empfohlen **(siehe Meßschaltung)**.

Bild 2
Blockschaltbild

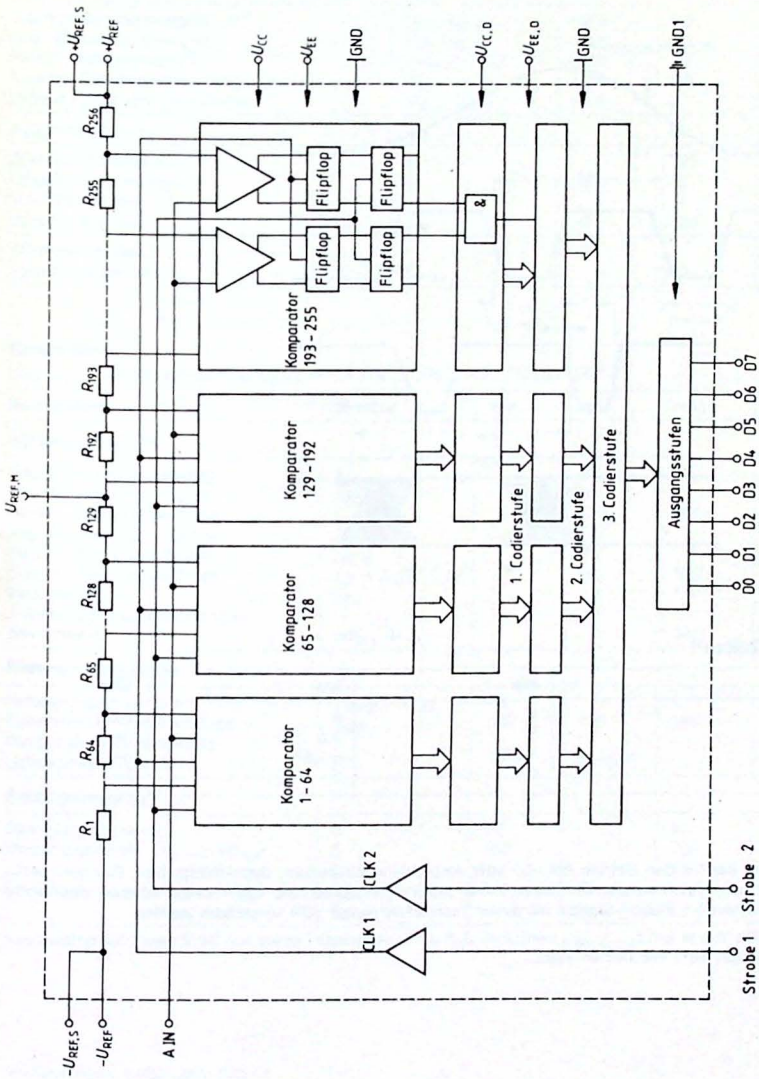
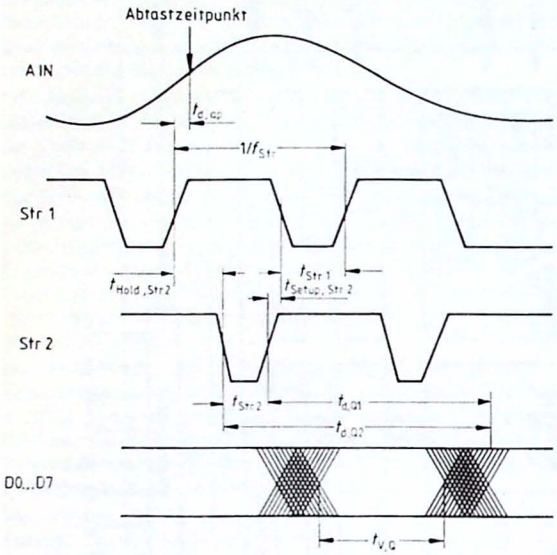


Bild 3
Impulsdiagramm



Strobe-Zeiten[1]

	min	typ	Unit
$t_{Str\ 1}$	4	5	ns
$t_{Str\ 2}$	3	3,5	ns
$t_{Set\ up,\ Str\ 2}$	−2,0[2])	−1,5[2])	ns
$t_{HOLD,\ Str\ 2}$	2	3	ns

[1]) Dies ist die für den Betrieb bei 100 MHz empfohlene Einstellung der Abtastzeiten. Bei geringeren Abtastfrequenzen werden die Zeiten immer unkritischer. Unterhalb von 75 MHz können zueinander komplementäre Strobe-Signale mit einem Tastverhältnis von 50% verwendet werden.

[2]) Negative Werte von $t_{Set\ up,\ Str\ 2}$ bedeuten, daß die ansteigende Flanke von Str 2 nach der abfallenden Flanke von Str 1 erscheinen muß.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	U_{CC}, $U_{CC\,D}$	−0,3	6,0	V
Neg. Speisespannungen	U_{EE}, $U_{EE\,D}$	−6,0	0,3	V
Referenzspannungen[1])	$+U_{REF}$, $-U_{REF}$	−2,5	1,5	V
Analoge Eingangsspannung	U_{AIN}	−2,5	1,5	V
Digitale Eingangsspannungen	$U_{Str\,1}$, $U_{Str\,2}$	−3,5	0	V
Ausgangsströme	$I_{D0} \ldots I_{D7}$		20	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Umgebungstemperatur (mit Kühlkörper)	T_U	−25	50	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−25	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,JU}$		50	K/W

Kenndaten

U_{CC}, $U_{CC,\,D} = 5\,V \pm 5\%$, U_{EE}, $U_{EE,\,D} = -4{,}5\,V \pm 5\%$, $T_j = 25\,°C$ bis $125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme					
Pos. Speisestrom, analog	I_{CC}		95		mA
Pos. Speisestrom, digital	$I_{CC,\,D}$		85		mA
Gesamt pos. Speisestrom	$I_{CC} + I_{CC,\,D}$		180	200	mA
Neg. Speisestrom, analog	I_{EE}		70		mA
Neg. Speisestrom, digital	$I_{EE,\,D}$		20		mA
Gesamt neg. Speisestrom	$I_{EE} + I_{EE,\,D}$		90	100	mA
Verlustleistung	P_D		1,3	1,5	W
Zulässige Speisespannungs-abweichung	ΔU_{CC}, ΔU_{EE}			100	mV
Referenzeingänge					
Referenzspannungen	$+U_{REF}$, $-U_{REF}$	−2		1	V
Gesamt-Referenzwiderstand	R_{REF}	105	150	190	Ω
Temperaturkoeffizient des Referenzwiderstandes	TC		3×10^{-3}		1/K
Analogeingang					
Spannungsbereich	U	−2		1	V
Eingangsstrom[2]) $U_{AIN} \geq +U_{REF}$	I_I	150		700	µA
$U_{AIN} \leq -U_{REF}$	I_I			1	µA
Eingangskapazität $U_{AIN} \geq +U_{REF}$	C_{AIN}		45		pF
$U_{AIN} \leq -U_{REF}$	C_{AIN}		55		pF

Anmerkungen siehe Seite 395

Kenndaten

U_{CC}, $U_{CC,D} = 5\ V \pm 5\%$, U_{EE}, $U_{EE,D} = -4{,}5\ V \pm 5\%$; $T_j = 25\,°C$ bis $125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Strobeeingänge					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,165			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}			−1,475	V
Max. Abtastfrequenz	f_{Str}	100	125		MHz
H-Eingangsstrom $U_{Str} = U_{IH}$	I_{IH}	2		30	µA
L-Eingangsstrom $U_{Str} = U_{IL}$	I_{IH}			40	nA
Aperturverzögerung	$t_{d,ap}$		1		ns
Aperturjitter	t_{jit}		15		ps
Datenausgänge					
H-Ausgangsspannung 100-Ω-Widerstand an −2 V	U_{QH}	−1,025		−0,880	V
L-Ausgangsspannung 100-Ω-Widerstand an −2 V	U_{QH}	−1,810		−1,620	V
Signalübergangszeit[3]	$t_{d,Q1}$			10,5	ns
	$t_{d,Q2}$			14	ns
Gültigkeitsbereich der Ausgangsdaten[4] $f_{Str} = 100$ MHz	$t_{v,Q}$	4	6		ns
Umsetzungseigenschaften					
Statische Nichtlinearität[5]					
Integrale Nichtlinearität $\Delta U_{REF} = 1{,}8$ V	*I NL*			0,5	LSB
Differentiale Nichtlinearität $\Delta U_{REF} = 1{,}8$ V	*D NL*		0,5	0,6	LSB
Dynamische Leistungsmerkmale[6]					
Großsignalbandbreite	$f_{3\,dB}$	80			MHz
Signal-Rauschabstand					
$f_{an} = 30$ MHz	*SNR*	40	43		dB
$f_{an} = 45$ MHz	*SNR*		35		dB
Klirrfaktor					
$f_{an} = 30$ MHz	*THD*		−43		dB
$f_{an} = 45$ MHz	*THD*		−30		dB
Effektive Auflösung					
$f_{an} = 1$ MHz	N_{eff}		7,4		Bit
$f_{an} = 30$ MHz	N_{eff}	6,0	6,3		Bit
$f_{an} = 45$ MHz	N_{eff}		4,5		Bit

Anmerkungen siehe Seite 395

Bemerkungen

1) $+U_{REF}$ muß immer positiver als $-U_{REF}$ sein.
2) Der Eingangsstrom ist linear von der Eingangsspannung abhängig.
3) Verzögerung zwischen der ansteigenden Flanke von Str 2 und dem Gültigkeitsbeginn der entsprechenden Ausgangsdaten.
4) Zeitintervall, während dessen die Umwandlung eines Signals von 20 MHz/2 V_{SS} bei einer Abtastfrequenz von 100 MHz einen Signal-Rauschabstand > 40 dB liefert.
5) Die tatsächliche Übertragungscharakteristik wird nach dem Servo-Loop-Prinzip bei geringen Abtastraten (100 kHz) und flachen Taktflanken (> 500 ns) gemessen.
6) Dynamische Messungen werden bei 100-MHz-Abtastrate unter Verwendung des typischen Takt-Impulsdiagramms durchgeführt. Alle spezifizierten Parameter sind abgeleitet aus der FET der Impulsantwort des Umsetzers auf ein am Eingang liegendes Sinussignal mit Vollausschlag (2 V_{SS}). Die Impedanz der analogen Quelle beträgt 25 Ω (50-Ω-Leitung mit 50-Ω-Abschluß). Die Meßschaltung ist in **Bild 5** gezeigt.

Bild 4
Übertragungscharakteristik und Wahrheitstabelle

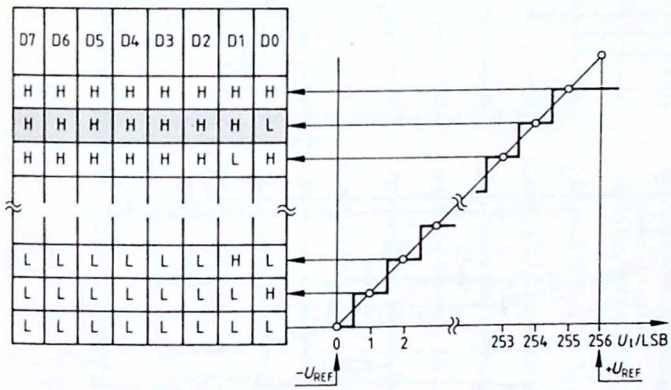


Bild 5
Meßschaltung

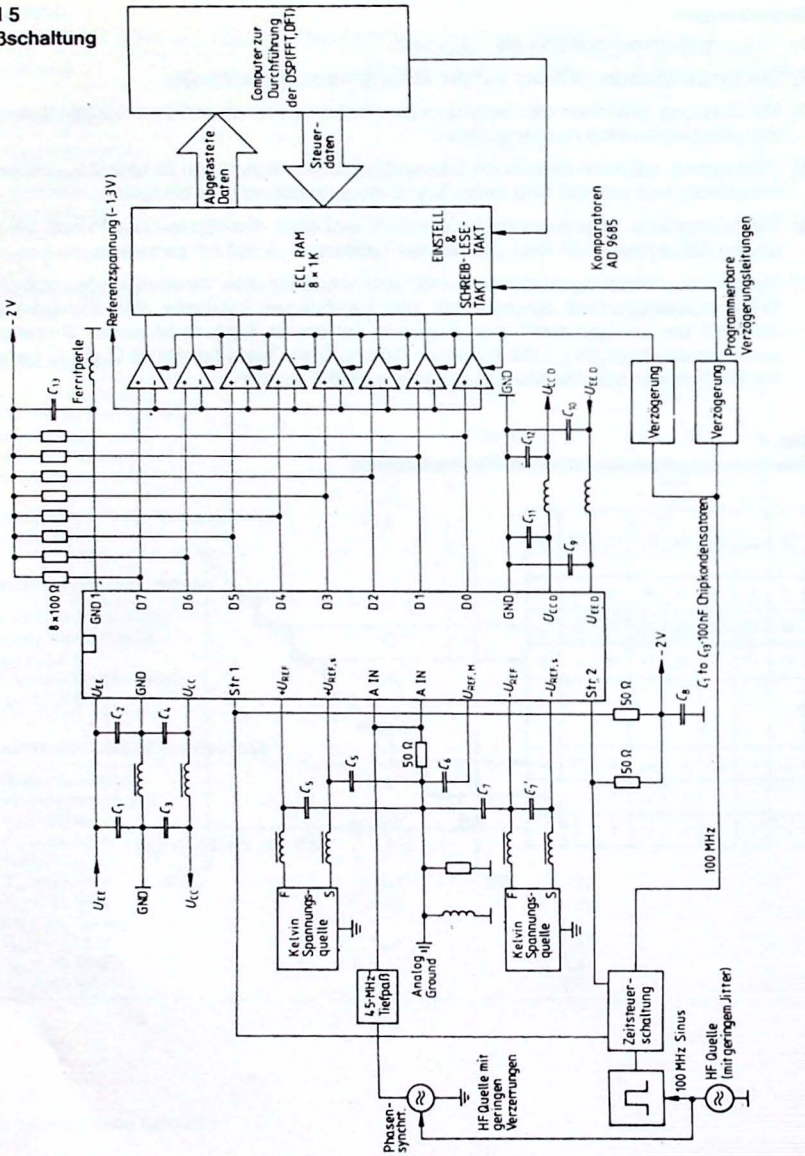


Bild 6
Kapazität der Analogeingänge über der Eingangsvorspannung
($+U_{REF} = 1$ V; $-U_{REF} = -1$ V)

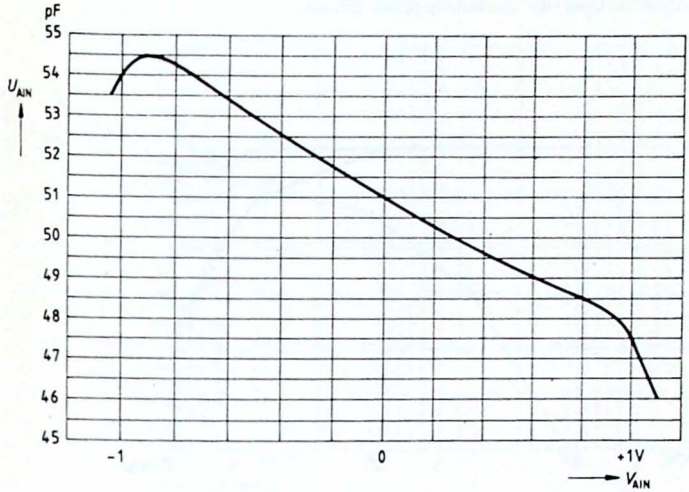


Bild 7
Signalübergangszeit $t_{d,Q1}$ und Gültigkeitsbereich über Daten $t_{v,Q}$ über der Sperrschichttemperatur

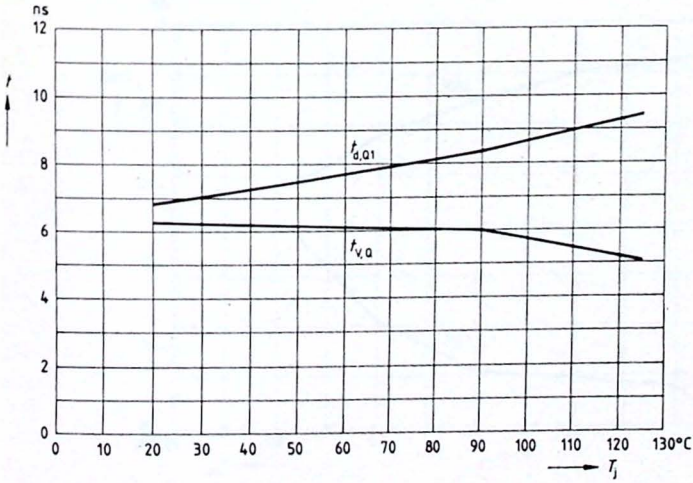


Bild 8
Amplitudeneingang über der Analogfrequenz
a) einschließlich Spannungsabfall über der Quellenimpedanz (25 Ω)
b) ohne Spannungsabfall über der Quellenimpedanz (25 Ω)

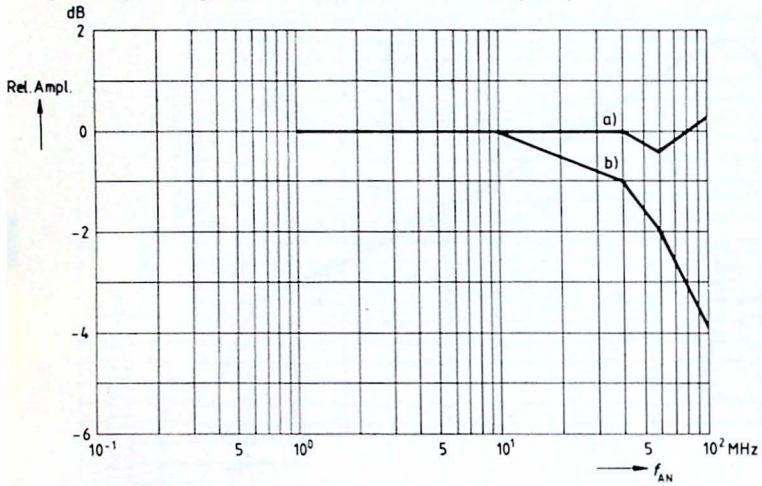


Bild 9
Signalrauschabstand *SNR* und Klirrfaktor *THD* über der Analogfrequenz

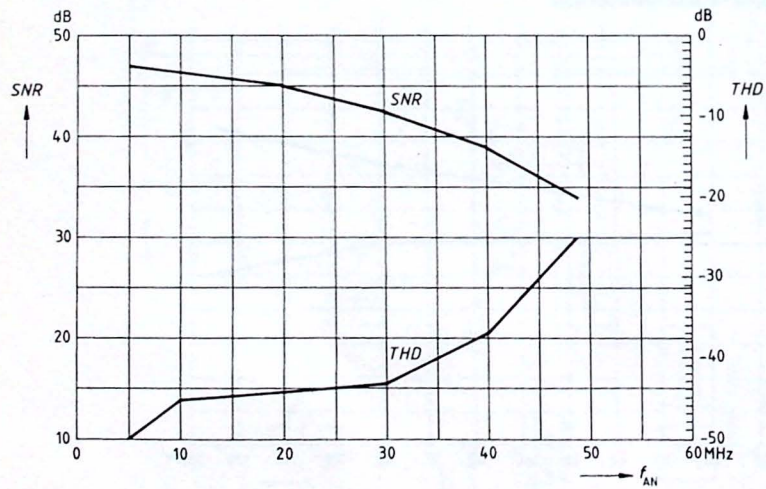
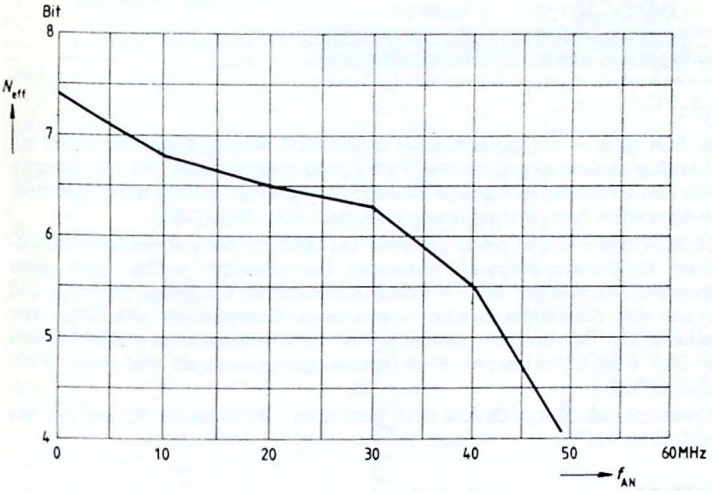


Bild 10
Effektive Auflösung N_{eff} über der Analogfrequenz



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 0808 A	Q67100-A8128	P-DIP-28
SDA 0808 B	Q67100-A8129	P-DIP-28
SDA 0808 N	Q67100-A8206	PL-CC-28 (SMD)
SDA 1808 N	Q67100-A8254	PL-CC-28 (SMD)

Der SDA 0808, SDA 1808 ist ein monolithischer 8-bit-CMOS Analog-Digital-Umsetzer mit einem 8-Kanal-Analog-Multiplexer und nur einer Versorgungsspannung von 5 V. Der Baustein verfügt über eine Mikroprozessor-kompatible Steuerlogik und einen 8 Bit breiten Datenbus. Er ist Anschluß-kompatibel zum Datenerfassungs-Baustein ADC 0808/0809.

Beim SDA 0808, SDA 1808 wird als Umsetz-Verfahren die Methode der sukzessiven Approximation mit einem Kondensator-Netzwerk verwendet. Der Umsetzer verfügt über einen temperaturstabilisierten Komparator, einen 8-Kanal-Multiplexer für 8 analoge Eingänge und einen Sample- und Hold-Schaltkreis. Es sind keine externen Einstellungen von Offset oder Verstärkung erforderlich. Der Baustein kann leicht an Mikroprozessoren angeschlossen werden, da er über 8-bit-Adreß-Latches, 8-bit-Datenausgangs-Latches und einen 8-bit-Tristate-Datenbus verfügt.

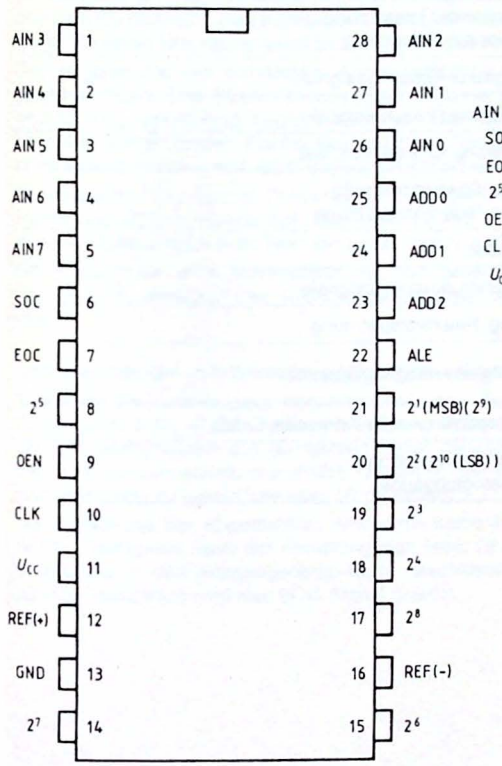
Der Temperaturbereich des SDA 0808 A/N, SDA 1808 N ist −40 °C bis 85 °C und der des SDA 0808 B −40 °C bis 125 °C.

Besondere Merkmale

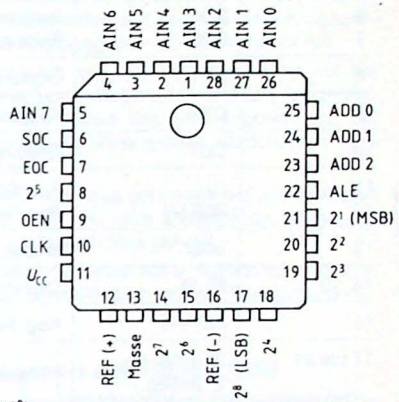
- **A**dvanced **CMOS (ACMOS)** – Technologie
- Auflösung 8 Bit
- Gesamter nicht korrigierter Fehler ± 1/2 LSB
- Keine missing codes
- Kleine Umsetz-Zeit (15 µs)
- Nur eine Spannungsversorgung, 5-V-Gleichspannung
- 8-Kanal-Multiplexer, dessen Steuerlogik über Latches verfügt
- Einfach an alle Mikroprozessoren anzuschließen, oder Einzelbetrieb möglich
- Bereich der Analog-Eingangsspannung 0 V bis 5 V
- Keine Einstellung von Offset oder Verstärkung erforderlich
- TRISTATE-Ausgänge mit Latches
- Ausgangsspannungen TTL-kompatibel
- CMOS-Bauteil mit geringem Leistungsverbrauch, 15 mW
- P-DIP und PL-CC Standardgehäuse mit 28 Anschlüssen
- Erweiterter Temperaturbereich −40 °C bis 125 °C (SDA 0808B)

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

SDA 0808 A; B



SDA 0808 N,
SDA 1808 N



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1 bis 16	AIN 3 bis AIN 7	Analogeingänge
6 7	SOC EOC	Beginn der Umsetzung Ende der Umsetzung
8	2^5	Digitales Ausgangssignal
9	OEN	Ausgangsfreigabesignal
10	CLK	Eingang für externen Takt
11 12	U_{CC} REF (+)	Pos. Speisespannung Pos. Referenzspannung
13	GND	Masse
14, 15	2^7, 2^6	Digitale Ausgangssignale
16	REF (–)	Neg. Referenzspannung
17 bis 21	2^8 (LSB) bis 2^1 (MSB)	} Digitale Ausgangssignale
22	ALE	Freigabesignal für Adressen-Latch
23 bis 25 26 bis 28	ADD 2 bis ADD 0 AIN 0 bis AIN 2	Adresseneingänge Analogeingänge

Funktionsbeschreibung

Der Umsetzer

Der Umsetzer besteht aus drei Hauptteilen: Einem Kondensator-Netzwerk mit ca. 50 pF, das als Sample- und Hold-Schaltkreis dient, einem Register für die sukzessive Approximation und dem Komparator. Das Kondensator-Netzwerk ist so aufgebaut, daß das erste Ausgangssignal für einen Übergang geliefert wird, wenn das Analogsignal +1/2 LSB erreicht hat.

Das Register für die sukzessive Approximation (SAR) des A/D-Umsetzers wird mit der positiven Flanke des SOC-Impulses (Start of Conversion = Beginn der Umsetzung) zurückgesetzt. Die Umsetzung beginnt nach der fallenden Flanke des SOC-Impulses mit der nächsten ansteigenden Flanke des externen Taktsignals. Eine gerade stattfindende Umsetzung wird durch einen SOC-Impuls unterbrochen.

Der Ausgang EOC (End of Conversion = Ende der Umsetzung) geht nach der ansteigenden Flanke des SOC-Impulses auf Low-Pegel. Er wird durch die erste ansteigende Flanke des externen Taktes nach dem internen Latch-Impuls auf logisch Eins gesetzt.

Der Komparator wird automatisch auf Null gesetzt, hat eine hohe Auflösung und eine geringe Drift, wodurch der A/D-Umsetzer extrem unempfindlich gegen Temperaturfehler wird.

Zeitsteuerung des A/D-Umsetzers (die Werte in Klammern gelten für SDA 1808)

Nachdem eine Umsetzung begonnen hat, wird die Analogspannung am ausgewählten Eingangskanal für 10 (20) Zyklen des externen Taktes abgetastet und wird dann für den Rest der Umwandlungszeit auf demselben Pegel gehalten. Das externe Analogsignal muß in der Lage sein, innerhalb der 10 (20) Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität zu liefern, die etwa 50 pF beträgt.

Die Umsetzung der abgetasteten Analogspannung findet zwischen dem 11. (22.) und dem 19. (38.) Taktzyklus nach der Abtastung statt. Beim 19. (38.) Taktzyklus wird das Ergebnis der Umsetzung in das Ausgangsdaten-Latch geschrieben. Bei der ansteigenden Flanke des 20. (40.) Taktzyklus wird das EOC-Signal gesetzt.

Multiplexer

Der Baustein verfügt über acht gemultiplexte analoge Eingangskanäle. Ein Eingangskanal wird durch Programmierung von 3 Adressleitungen (AD2, AD1, AD0) ausgewählt.

Tabelle 1 zeigt die Eingangszustände der Adreßleitungen zur Auswahl eines Kanals. Die Adresse wird mit der ansteigenden Flanke des ALE-Signals in das Latch übernommen.

Adreßleitungen			Ausgewählter Analogkanal
AD2	AD1	AD0	AIN
L	L	L	AIN 0
L	L	H	AIN 1
L	H	L	AIN 2
L	H	H	AIN 3
H	L	L	AIN 4
H	L	H	AIN 5
H	H	L	AIN 6
H	H	H	AIN 7

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung[1])	U_{CC}		6,5	V
Eingangsspannungsbereich für alle Eingänge	U_I	−0,3	U_{CC}+0,3	V
Verlustleistung (bei oder unterhalb einer Umgebungstemperatur von 25 °C)	P_D		875	mW
Lagertemperatur	T_{stg}	−65	150	°C

Empfohlene Betriebsbedingungen

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{CC}	4,5	5	6	V
Pos. Referenzspannung[2])	U_{REF}		U_{CC}	U_{CC}+0,1	V
Neg. Referenzspannung			0	−0,1	V
Differenz Referenzspannung	$\Delta U_{REF} = +U_{REF} - U_{REF}$		5		V
Dauer des Startimpulses	$t_{w\,(S)}$	200			ns
Impulsbreite des Impulses zum Laden der Adresse	$t_{w\,(ALE)}$	200			ns
Adreß-Vorbereitungszeit	t_{SU}	50			ns
Adreß-Haltezeit	t_h	50			ns
Taktfrequenz SDA 0808	f_{CLK}	10	640	1500	kHz
SDA 1808	f_{CLK}	20	1280	2500	kHz
Umgebungstemperatur					
SDA 0808 A/N, SDA 1808 N	T_U	−40		85	°C
SDA 0808 B	T_U	−40		125	°C

Anmerkungen siehe Seite 409

Elektrische Kenndaten im empfohlenen Betriebstemperaturbereich
U_{CC} = 4,75 V bis 5,25 V (wenn nicht anders angegeben)

Gesamter Baustein

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
High-Pegel-Eingangsspannung, Steuereingänge	U_{IH}	U_{CC} = 5 V	U_{CC}−1,5			V
Low-Pegel-Eingangsspannung, Steuereingänge	U_{IL}	U_{CC} = 5 V			1,5	V
High-Pegel-Ausgangsspannung	U_{QH}	I_Q = −360 µA	U_{CC}−0,4			V
Low-Pegel-Ausgangsspannung Datenausgänge	U_{QL}	I_Q = 1,6 mA			0,45	V
Ende der Umsetzung	U_{QL}	I_Q = 1,2 mA			0,45	V
Ausgangsstrom im Aus-Zustand Zustand hoher Impedanz	I_{QZ}	U_Q = 5 V			3	µA
Ausgangsstrom	I_{QZ}	U_Q = 0			−3	µA
Steuereingangsstrom bei max. Eingangsspannung	I_I	U_I = 5 V			1	µA
Steuereingangsstrom bei Low-Pegel	I_{IL}	U_I = 0			−1	µA
Speisestrom	I_{CC}	f_{CLK} = 640 kHz		0,3	3	mA
Eingangskapazität, Steuereingänge	C_I	T_U = 25 °C		10	15	pF
Ausgangskapazität, Datenausgänge	C_Q	T_U = 25 °C		10	15	pF
Widerstand zwischen Anschlüssen 12 und 16	R	T_U = 25 °C	1		1000	kΩ

Analog Multiplexer
U_{CC} = 5 V, T_U = 25 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Strom bei eingeschaltetem Kanal[3])	I_{ON}	U_I = 5 V, f_{CLK} = 640 kHz			2	µA
		U_I = 0 V, f_{CLK} = 640 kHz			−2	µA
Strom bei eingeschaltetem Kanal	I_{OFF}	U_{CC} = 5 V, T_U = 25 °C, U_I = 5 V		10	−200	nA
		U_{CC} = 5 V, T_U = 25 °C, U_I = 0 V		−10	−200	nA
		U_{CC} = 5 V, U_I = 5 V			1	µA
		U_{CC} = 5 V, U_I = 0 V			−1	µA

Anmerkungen siehe Seite 408

Betriebskenndaten

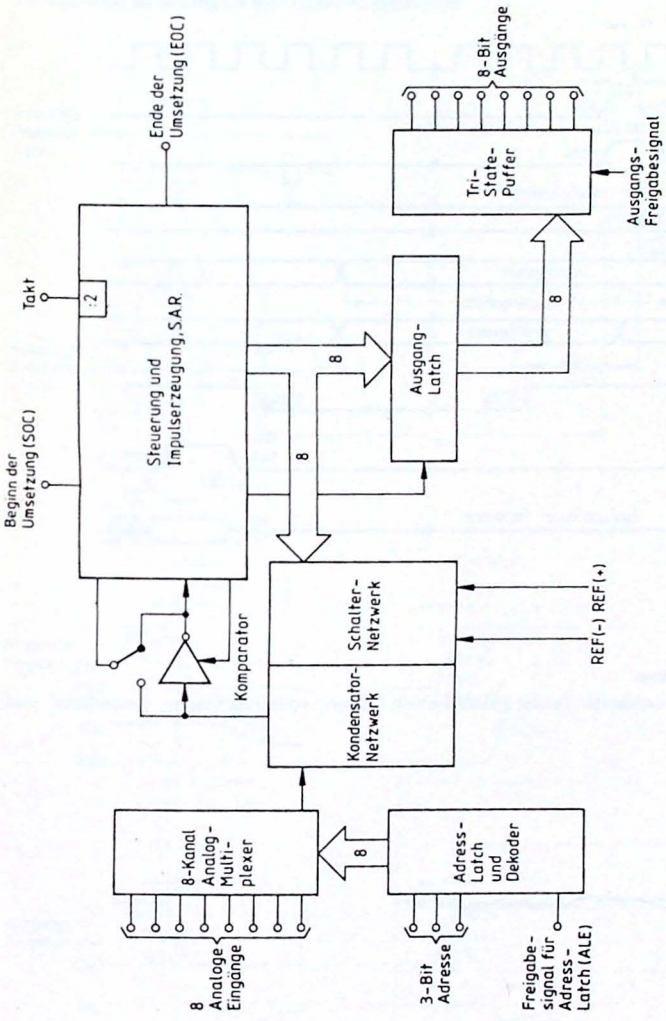
$T_U = 25\,°C$, $U_{CC} = +U_{REF} = 5\,V$, $-U_{REF} = 0\,V$, $f_{CLK} = 640\,kHz$, wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannungs-empfindlichkeit	k_{SVS}	$U_{CC} = U_{REF+} = 4{,}75\,V$ bis $5{,}25\,V$, $T_U = -40\,°C$ bis $85\,°C$ (s. Anm. 4)		±0,05		%/V
Linearitätsfehler[5]					±0,5	LSB
Nullfehler[6]					±0,5	LSB
Gesamter nicht korrigierter Fehler[7]		$T_U = 25\,°C$		±0,25	±0,5	LSB
		$T_U = -40\,°C$ bis $85\,°C$			±0,5	LSB
SDA 0808 B		$T_U = -40\,°C$ bis $125\,°C$			±0,5	LSB
SDA 0808 N $f_{CLK} = 2{,}5\,MHz$		$T_U = -40\,°C$ bis $85\,°C$		±0,5	±1	LSB
Ausgangsfreigabezeit **(Bild 1)**	t_{EN}	$C_L = 50\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		80	250	ns
Ausgangssperrzeit **(Bild 1)**	t_{dis}	$C_L = 10\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		40	95	ns
Ausgangs-ausschaltzeit **(Bild 1)**	t_{OFF}	$C_L = 10\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		20	60	ns
Umsetzzeit	t_{Conv}	$f_{CLK} = 1{,}5\,MHz/640\,kHz/10\,kHz$ (s. Anm. 8)	13	31	2000	µs
SDA 1808 N	t_{Conv}	$f_{CLK} = 2{,}5\,MHz/1280\,kHz/20\,kHz$ (s. Anm. 8)	15	31	2000	µs
Verzögerungszeit, Ausgang EOC	$t_{d\,(EOC)}$	s. Anm. 9	0		200	ns

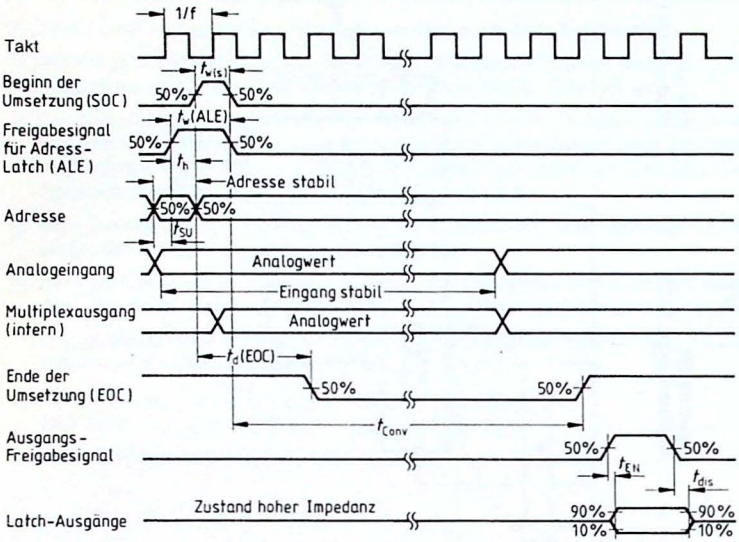
Anmerkungen

1) Alle Spannungswerte beziehen sich auf den Masseanschluß des Netzwerkes.
2) Dieser Wert muß sorgfältig überwacht werden, auch beim Einschalten.
3) Der Strom bei eingeschaltetem Kanal wird hauptsächlich durch den Strom des Schmitt-Triggers hervorgerufen, und er ändert sich direkt mit der Taktfrequenz.
4) Die Speisespannungsempfindlichkeit ist ein Maß für die Fähigkeit eines Analog/Digital-Umsetzers bei Änderungen der Speisespannung seine Genauigkeit beizubehalten. Die Versorgungsspannung und $+U_{REF}$ werden gemeinsam geändert, und die Änderung der Genauigkeit wird bezogen auf Vollausschlag gemessen.
5) Der Linearitätsfehler ist die maximale Abweichung von einer geraden Linie durch die Endpunkte der A/D-Übertragungscharakteristik
6) Der Null-Fehler ist die Differenz zwischen dem Ausgang eines idealen Umsetzers und dem des vorliegenden A/D-Umsetzers bei einer Eingangsspannung von Null V.
7) Der gesamte nicht korrigierte Fehler ist die maximale Summe aus Linearitätsfehler, Null-Fehler und Vollausschlags-Fehler
8) SDA 0808: $t_{Conv\ max} = 20{,}1/f_{CLK}$ $t_{Conv\ min} = 19{,}1/f_{CLK}$,
   SDA 1808: $t_{Conv\ max} = 40{,}1/f_{CLK}$ $t_{Conv\ min} = 38{,}1/f_{CLK}$
9) Siehe Betriebs-Impulsdiagramm

Blockschaltbild



Betriebsimpulsdiagramm



Typische Fehlerkurve

(Gesamter, nicht korrigierter Fehler einschließlich Offset-, Vollausschlags-, Linearitäts- und Multiplexer-Fehler.)

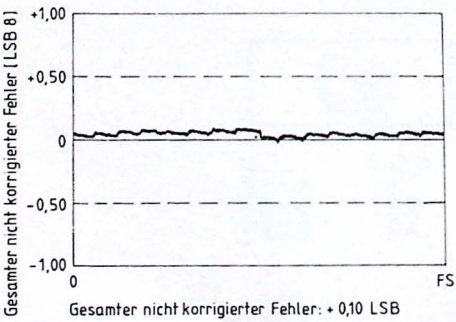
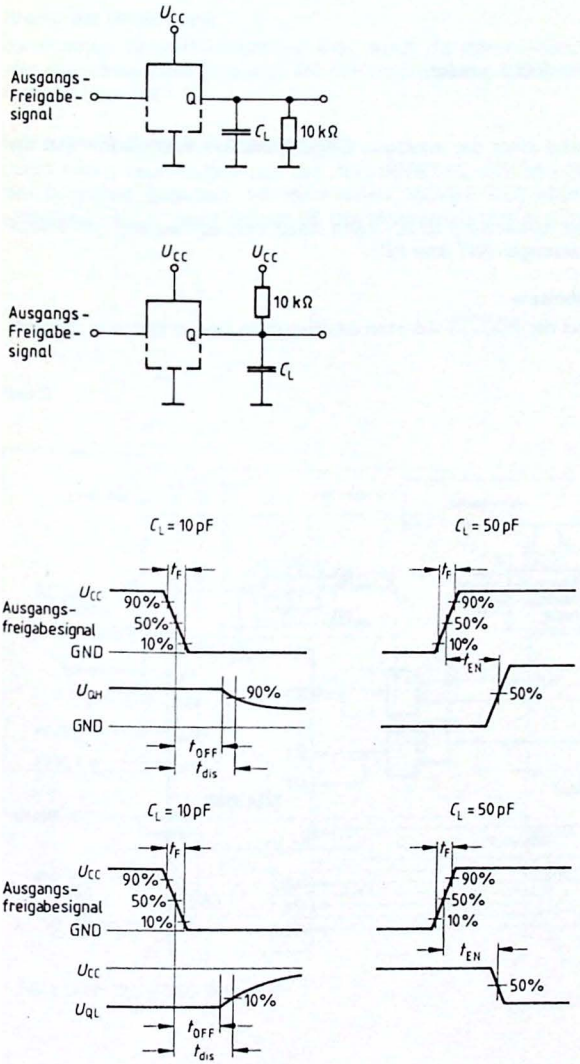


Bild 1
Tristate-Meßschaltungen und Impulsdiagramme



Mikroprozessor-Schnittstelle

Der Anschluß von Mikroprozessoren ist einfach und erfordert nur wenige externe Gatter (nur ein 75LS02).

Intel-Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 2** gezeigt.

Beginn der Umsetzung

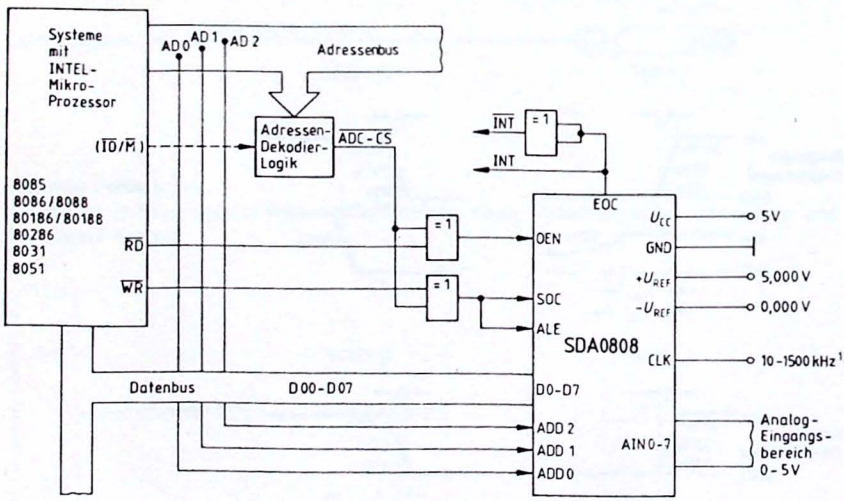
Durch einen Schreibbefehl wird einer der analogen Eingangskanäle ausgewählt und die Umsetzung gestartet.

Schreibadresse: $\overline{\text{ADC_CS}}$
Das Signal für das Ende der Umsetzung (EOC) kann dazu benutzt werden, im Mikroprozessor einen Interrupt zu erzeugen (INT oder $\overline{\text{INT}}$).

Lesen des Umsetzungs-Ergebnisses

Mit einem Lesebefehl wird aus der $\overline{\text{ADC-CS}}$-Adresse das Ergebnis der Umsetzung gelesen.

Bild 2



1) SDA 1808: 20-2500 kHz

Motorola Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 3** gezeigt.

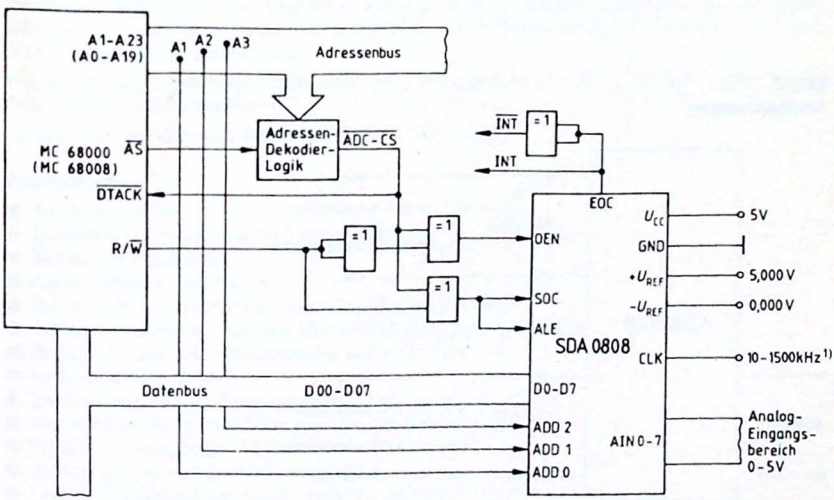
Beginn der Umsetzung

Durch einen Schreib-Befehl auf eine durch die Adreß-Decodierlogik decodierte Adresse wird eine Umsetzung gestartet. Mit den unteren 3 Bits des Adreßbusses wird der Eingangskanal ausgewählt.

Lesen des Umsetzungs-Ergebnisses

Durch einen Lese-Befehl aus der ADC-ADRESSE wird das Ergebnis der Umsetzung auf den Datenbus gegeben: Mit dem Befehl MOVE.B ADC-ADRESSE, D0 werden die Umsetzungs-Daten in das Register D0 des Mikroprozessors geschrieben.

Bild 3



1) SDA 1808: 20-2500 kHz

Anwendungshinweise

Entkopplung der Stromversorgung

An die Stromversorgung des SDA 0808 sollte ein 10 µF Tantal- oder Elektrolyt-Entkopplungskondensator angeschlossen werden. Um ein gutes Hochfrequenzverhalten sicherzustellen, sollte diesem Kondensator ein 0,01 µF Keramikkondensator parallelgeschaltet werden. Diese Kondensatoren sollten so dicht wie möglich am Umsetzer angeordnet werden.

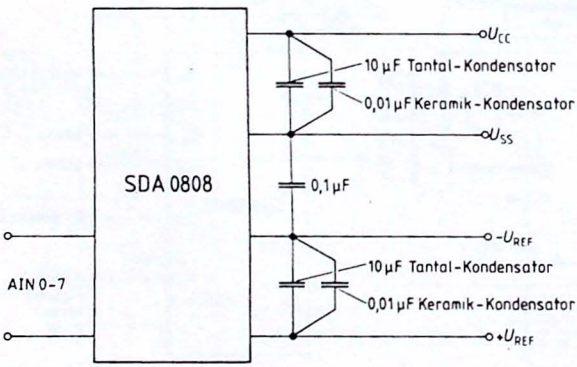
Referenzspannung

Zur Vermeidung von dynamischen Fehlern sollte ein 10 µF Tantal- oder Elektrolytkondensator, dem ein 0,01 µF Keramikkondensator parallelgeschaltet ist, so dicht wie möglich am Baustein zwischen die Anschlüsse $+U_{REF}$ und $-U_{REF}$ geschaltet werden. Außerdem sollte ein 0,1 µF Keramikkondensator zwischen $-U_{REF}$ und U_{SS} geschaltet werden.

Analogeingang

Durch die hohe Eingangsimpedanz der Analogkanäle AIN0 – AIN7 ist ein einfacher Anschluß des Analogsignals möglich. Signalquellen ($-U_{REF} \leq AIN \leq +U_{REF}$) können direkt ohne zusätzliche Pufferung an die analogen Eingangskanäle angeschlossen werden, wenn sie innerhalb von 10 Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität liefern können, die ungefähr 50 pF beträgt.

Bild 4
Kondensatoren



Mikroprozessor kompatibler 10-Bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer

SDA 0810
SDA 1810

Vorläufige Daten | **CMOS Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 0810 A	Q67100-A8130	P-DIP-28
SDA 0810 B	Q67100-A8144	P-DIP-28
SDA 0810 N	Q67100-A8207	PL-CC-28 (SMD)
SDA 1810 N	Q67100-A8230	PL-CC-28 (SMD)

Die Bausteine SDA 0810 und SDA 1810 sind monolithische 10-bit-CMOS Analog/Digital-Umsetzer mit einem 8-Kanal-Analog-Multiplexer und nur einer Versorgungsspannung von 5 V. Die Bausteine verfügen über eine mikroprozessorkompatible Steuerlogik und einen 8 bit breiten Datenbus. Sie sind anschlußkompatibel zum Industrie Standard-ADC 808 und 809. Der 10 bit breite Datenstrom wird in einem 2-byte-Format geliefert, damit 8-bit-Mikroprozessoren angeschlossen werden können. Der SDA 0810 kann bei einer maximalen Taktfrequenz von 1 MHz betrieben werden, während der SDA 1810 mit einer maximalen Taktfrequenz von 2 MHz arbeitet.

Bei den Umsetzern wird als Umsetzverfahren die Methode der sukzessiven Approximation mit einem Kondensatornetzwerk verwendet. Die Umsetzer verfügen über einen temperaturstabilisierten Komparator, einen 8-Kanal-Multiplexer für 8 analoge Eingänge und einen Sample- und Hold-Schaltkreis. Es sind keine externen Einstellungen von Offset oder Verstärkung erforderlich. Die Bausteine können leicht an Mikroprozessoren angeschlossen werden, da sie über 3-bit-Adreß-Latches, 10-bit-Datenausgangs-Latches und einen 8-bit-Tristate-Datenbus verfügen.

Der Temperaturbereich des SDA 0810 A/N, SDA 1810 N ist −40 °C bis 85 °C und der des SDA 0810 B −40 °C bis 125 °C.

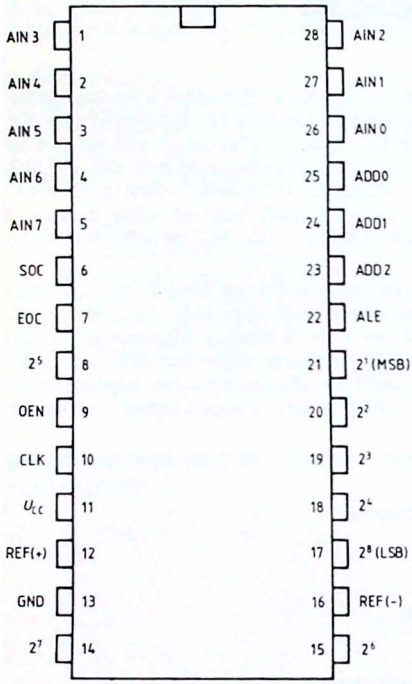
Technologie: **A**dvanced **CMOS (ACMOS)** – Technologie

Eigenschaften

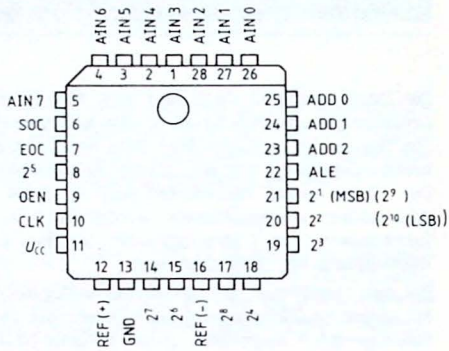
- Auflösung 10 Bit
- Gesamter nicht korrigierter Fehler ± 1/2 LSB
- Keine missing codes
- Kleine Umsetz-Zeit (15 µs)
- Nur eine Spannungsversorgung, 5-V-Gleichspannung
- 8-Kanal-Multiplexer, dessen Steuerlogik über Latches verfügt
- Einfach an alle Mikroprozessoren anzuschließen, oder
- Einzelbetrieb möglich
- Bereich der Analog-Eingangsspannung 0 V bis 5 V
- Keine Einstellung von Offset oder Verstärkung erforderlich
- TRISTATE-Ausgänge mit Latches
- Ausgangsspannungen TTL-kompatibel
- CMOS-Bauteil mit geringem Leistungsverbrauch, 15 mW
- P-DIP und PL-CC Standardgehäuse mit 28 Anschlüssen
- Erweiterter Temperaturbereich −40 °C bis 125 °C

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

SDA 0810 A
SDA 0810 B



SDA 0810 N
SDA 1810 N



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1 bis 5	AIN 3 bis AIN 7	Analogeingänge
6 7	SOC EOC	Beginn der Umsetzung Ende der Umsetzung
8	2^5	Digitales Ausgangssignal
9	OEN	Ausgangsfreigabesignal
10	CLK	Eingang für externen Takt
11	U_{CC}	Positive Speisespannung
12	REF (+)	Pos. Referenzspannung
13	GND	Masse
14, 15	2^7, 2^6	Digitale Ausgangssignale
16	REF (–)	Neg. Referenzspannung
17 bis 21	2^8 bis 2^1	Digitale Ausgangssignale
22	ALE	Freigabesignal für Adressen-Latch
23 bis 25 26 bis 28	ADD 2 bis ADD 0 AIN 0 bis AIN 2	Adresseneingänge Analogeingänge

Funktionsbeschreibung

Der Umsetzer

Der Umsetzer besteht aus drei Hauptteilen: Einem Kondensator-Netzwerk mit ca. 50 pF, das als Sample- und Hold-Schaltkreis dient, einem Register für die sukzessive Approximation und dem Komparator. Das Kondensator-Netzwerk ist so aufgebaut, daß das erste Ausgangssignal für einen Übergang geliefert wird, wenn das Analogsignal +1/2 LSB erreicht hat.

Das Register für die sukzessive Approximation (SAR) des A/D-Umsetzers wird mit der positiven Flanke des SOC-Impulses (Start of Conversion, Beginn der Umsetzung) zurückgesetzt. Die Umsetzung beginnt nach der fallenden Flanke des SOC-Impulses mit der nächsten ansteigenden Flanke des externen Taktsignals. Eine gerade stattfindende Umsetzung wird durch einen SOC-Impuls unterbrochen.

Der Ausgang EOC (End of Conversion, Ende der Umsetzung) geht nach der ansteigenden Flanke des SOC-Impulses auf Low-Pegel. Er wird durch die erste ansteigende Flanke des externen Taktes nach dem internen Latch-Impuls auf logisch Eins gesetzt.

Der Komparator ist ein Differential-Komparator, der automatisch auf Null gesetzt wird und der einen hohen Stromversorgungs-Unterdrückungsfaktor aufweist.

Zeitsteuerung des A/D-Umsetzers

Die angegebenen Werte gelten für den SDA 0810, die in Klammern für den SDA 1810.

Nachdem eine Umsetzung begonnen hat, wird die Analogspannung am ausgewählten Eingangskanal für 4 (8) Zyklen des externen Taktes abgetastet und wird dann für den Rest der Umwandlungszeit auf demselben Pegel gehalten. Das externe Analogsignal muß in der Lage sein, innerhalb der 4 (8) Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität zu liefern, die etwa 50 pF beträgt.

Die Umsetzung der abgetasteten Analogspannung findet zwischen dem 5. und dem 15. (10. und dem 30.) Taktzyklus nach der Abtastung statt. Beim 15. (30.) Taktzyklus wird das Ergebnis der Umsetzung in das Ausgangsdaten-Latch geschrieben. Bei der ansteigenden Flanke des 16. (32.) Taktzyklus wird das EOC-Signal gesetzt.

Multiplexer

Die Umsetzer verfügen über acht gemultiplexte analoge Eingangskanäle. Ein Eingangskanal wird durch Programmierung von 3 Adressleitungen (AD2, AD1, AD0) ausgewählt. **Tabelle 1** zeigt die Eingangszustände der Adressleitungen zur Auswahl eines Kanals. Die Adresse wird mit der ansteigenden Flanke des ALE-Signals in das Latch übernommen.

Adreßleitungen			Ausgewählter Analogkanal
AD2	AD1	AD0	AIN
L	L	L	AIN 0
L	L	H	AIN 1
L	H	L	AIN 2
L	H	H	AIN 3
H	L	L	AIN 4
H	L	H	AIN 5
H	H	L	AIN 6
H	H	H	AIN 7

Tabelle 1

Lesen der Umsetzungs-Ergebnisse: Die Daten werden als zwei 8-bit-Bytes gelesen. Die digitalen Ausgänge des Umsetzers arbeiten mit positiver Logik. Die Daten werden linksbündig mit dem oberen Bit zuerst ausgegeben. Der erste Übergang des OEN-Signals auf High-Pegel nach Beendigung einer Umsetzung gibt das obere Byte (2^{-1} bis 2^{-8}) an den Ausgangspuffern frei, der zweite OEN-Impuls gibt das untere Byte (2^{-9} bis 2^{-10}) frei, die ungenutzten Bits dieses Bytes liegen auf Masse. Die Byte-Steuerlogik bestimmt, welches Byte gelesen wird. Bei jedem Lesevorgang wird ein Flipflop gekippt, so daß bei aufeinanderfolgenden Lesevorgängen die Bytes jeweils wechselweise ausgegeben werden. Dieser Flipflop wird nach Beendigung einer Umsetzung immer in die Stellung für das obere Byte zurückgesetzt.

Anordnung der Datenbits

Oberes Byte	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}
Unteres Byte	2^{-9}	2^{-10}	0	0	0	0	0	0

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung[1])	U_{CC}		6,5	V
Eingangsspannungsbereich (beliebiger Eingang)	U_I	−0,3	U_{CC} +0,3	V
Verlustleistung bei oder unterhalb von $T_U = 25\,°C$		875		mW
Betriebsumgebungstemperatur				
SDA 0810 A, SDA 0810 N, SDA 1810 N	T_U	−40	85	°C
SDA 0810 B	T_U	−40	125	°C
Lagertemperaturbereich	T_{stg}	−65	125	°C

Empfohlene Betriebsbedingungen

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{CC}	4,5	5	6	V
Pos. Referenzspannung[2])	$+U_{REF}$		U_{CC}	U_{CC}+0,1	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{REF}$		0	−0,1	V
Differenz Referenzspannung	$U_{REF} = +U_{REF} - U_{REF}$		5		V
Dauer des Startimpulses	$t_{W\,(S)}$	200			ns
Impulsbreite des Impulses zum Laden der Adresse	$t_{W\,(ALE)}$	200			ns
Adreß Vorbereitungszeit	t_{SU}	50			ns
Adreß Haltezeit	t_H	50			ns
Taktfrequenz SDA 0810	f_{CLK}	50	640	1000	kHz
SDA 1810	f_{CLK}	100	1280	2000	kHz

Anmerkungen siehe Seite 423

Elektrische Kenndaten im empfohlenen Betriebstemperaturbereich
U_{CC} = 4,75 V bis 5,25 V, wenn nicht anders angegeben

Gesamter Baustein

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
High-Pegel-Eingangsspannung Steuereingänge	U_{IH}	U_{CC} = 5 V	U_{CC}−1,5			V
Low-Pegel-Eingangsspannung Steuereingänge	U_{IL}	U_{CC} = 5 V			1,5	V
High-Pegel-Ausgangsspannung	U_{QH}	I_Q = −360 µA	U_{CC}−0,4			V
Low-Pegel-Ausgangsspannung Datenausgänge	U_{QL}	I_Q = 1,6 mA			0,45	V
Ende der Umsetzung	U_{QL}	I_Q = 1,2 mA			0,45	V
Ausgangsstrom im Aus-Zustand (Zustand hoher Impedanz)	I_{QZ}	U_Q = 5 V			3	µA
Ausgangsstrom	I_{QZ}	U_Q = 0			−3	µA
Steuereingangsstrom bei max. Eingangsspannung	I_I	U_I = 5 V			1	µA
Steuereingangsstrom bei Low-Pegel	I_{IL}	U_I = 0			−1	µA
Speisestrom	I_{CC}	$f_{CLK} = f_{CLK}$ (typ)		0,3	3	mA
Eingangskapazität Steuereingänge	C_I	T_U = 25 °C		10	15	pF
Ausgangskapazität Datenausgänge	C_Q	T_U = 25 °C		10	15	pF
Widerstand zwischen Anschlüssen 12 und 16	R		1	1000		kΩ

Kenndaten

Analog-Multiplexer
U_{CC} = 5 V; T_U = 25 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Strom bei eingeschaltetem Kanal[3])	I_{EIN}	U_I = 5 V $f_{CLK} = f_{CLK}$ (typ)			2	µA
		U_I = 0 V $f_{CLK} = f_{CLK}$ (typ)			−2	µA
Strom bei ausgeschaltetem Kanal	I_{AUS}	U_{CC} = 5 V T_U = 25 °C, U_I = 5 V		10	200	nA
		U_{CC} = 5 V T_U = 25 °C, U_I = 0		−10	−200	nA
		U_{CC} = 5 V, U_I = 5 V			1	µA
		U_{CC} = 5 V, U_I = 0			−1	µA

Anmerkungen siehe Seite 423

Betriebskenndaten

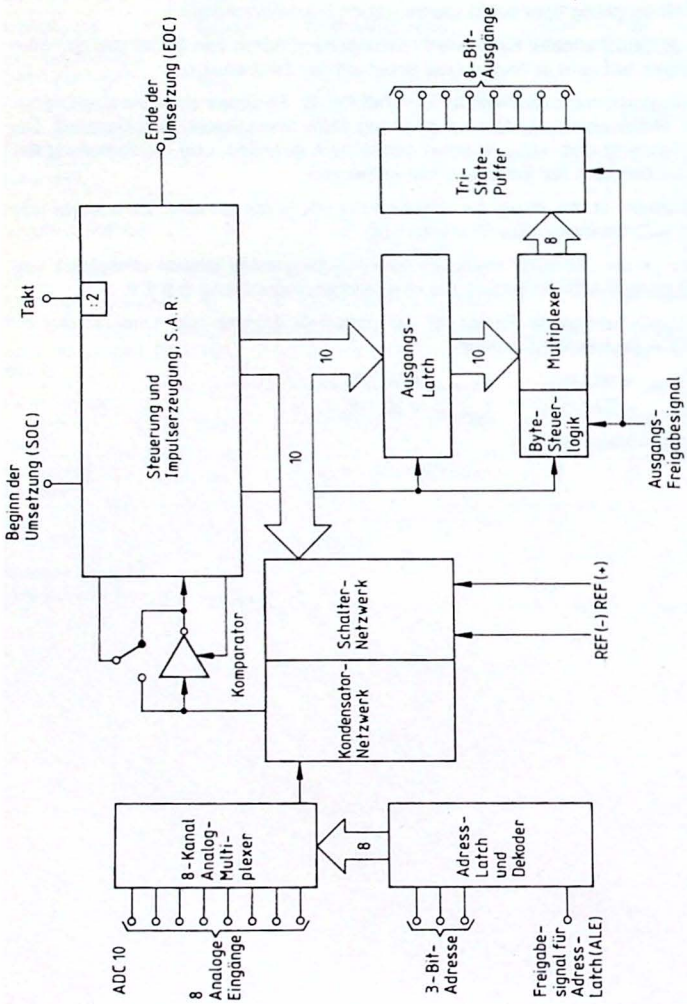
$T_U = 25\,°C$, $U_{CC} = +U_{REF} = 5\,V$, $-U_{REF} = 0\,V$, $f_{CLK} = 640\,kHz$, wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannungs-empfindlichkeit[4]	k_{SVS}	$U_{CC} = +U_{REF} = 4{,}75\,V$ bis $5{,}25\,V$, $T_U = -40\,°C$ bis $85\,°C$		$\pm 0{,}05$		%/V
Linearitätsfehler[5]					$\pm 0{,}5$	LSB
Nullfehler[6]					$\pm 0{,}5$	LSB
Gesamter, nicht korrigierter Fehler[7]		$T_U = 25\,°C$			$\pm 0{,}5$	LSB
		$T_U = -40\,°C$ bis $85\,°C$			$\pm 0{,}5$	LSB
nur SDA 0808 B		$T_U = -40\,°C$ bis $125\,°C$			$\pm 0{,}5$	LSB
Ausgangsfreigabezeit **(Bild 1)**	t_{EN}	$C_L = 50\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		80	250	ns
Ausgangssperrzeit **(Bild 1)**	t_{dis}	$C_L = 10\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		40	95	ns
Ausgangsaus-schaltzeit **(Bild 1)**	t_{OFF}	$C_L = 10\,pF$, $R_L = 10\,k\Omega$		20	60	ns
Umsetzzeit[8] SDA 0810	t_{Conv}	$f_{CLK} = 1\,MHz/640\,kHz/50\,kHz$	15	25	320	µs
Umsetzzeit[8] SDA 1810	t_{Conv}	$f_{CLK} = 2\,MHz/1280\,kHz/100\,kHz$	15	25	320	µs
Verzögerungszeit, Ausgang EOC[9]	$t_{d\,(EOC)}$		0		200	µs

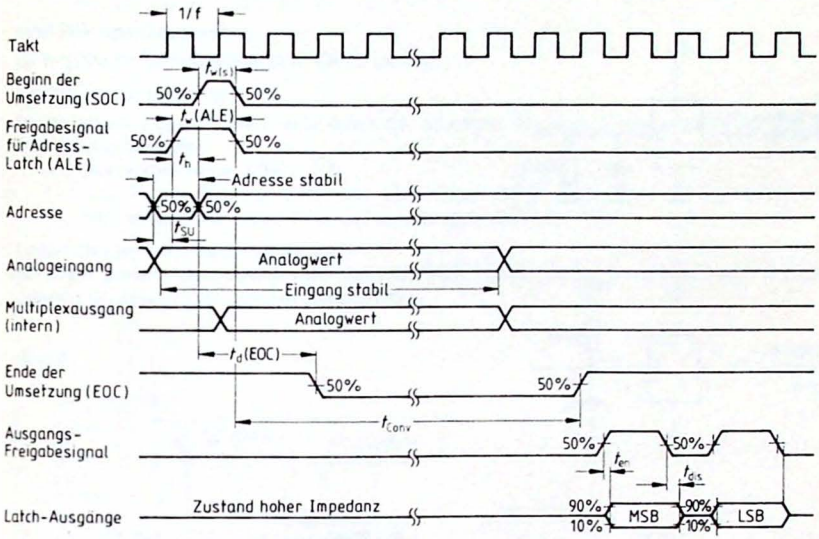
Anmerkungen

1) Alle Spannungen beziehen sich auf den Masseanschluß des Netzwerkes.
2) Dieser Wert muß sorgfältig überwacht werden, auch beim Einschalten.
3) Der Strom bei eingeschaltetem Kanal wird hauptsächlich durch den Strom des Schmitt-Triggers hervorgerufen, und er ändert sich direkt mit der Taktfrequenz.
4) Die Speisespannungsempfindlichkeit ist ein Maß für die Fähigkeit eines Analog/Digital-Umsetzers bei Änderungen der Speisespannung seine Genauigkeit beizubehalten. Die Versorgungsspannung und $+U_{REF}$ werden gemeinsam geändert, und die Änderung der Genauigkeit wird bezogen auf Vollausschlag gemessen.
5) Der Linearitätsfehler ist die maximale Abweichung von einer geraden Linie durch die Endpunkte der A/D-Übertragungs-Charakteristik.
6) Der Null-Fehler ist die Differenz zwischen dem Ausgang eines idealen Umsetzers und dem des vorliegenden A/D-Umsetzers bei einer Eingangsspannung von 0 V.
7) Der gesamte nicht korrigierte Fehler ist die maximale Summe aus Linearitätsfehler, Null-Fehler und Vollausschlags-Fehler.
8) SDA 0810: $t_{Conv\ max} = 16{,}1/f_{CLK}$ $t_{Conv\ min} = 15{,}1/f_{CLK}$
   SDA 1810: $t_{Conv\ max} = 32{,}1/f_{CLK}$ $t_{Conv\ min} = 30{,}1/f_{CLK}$
9) siehe Betriebsimpulsdiagramm

Blockschaltbild



Betriebsimpulsdiagramm



Typische Fehlerkurve

(Gesamter nicht korrigierter Fehler einschließlich Offset-, Vollausschlags-, Linearitäts- und Multiplexer-Fehler).

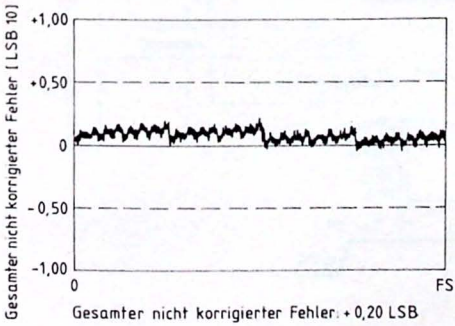
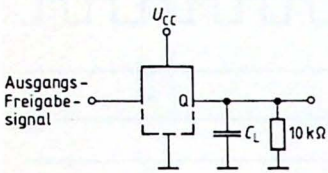
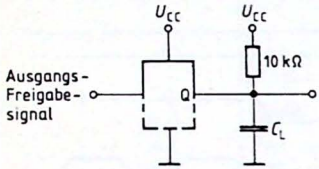
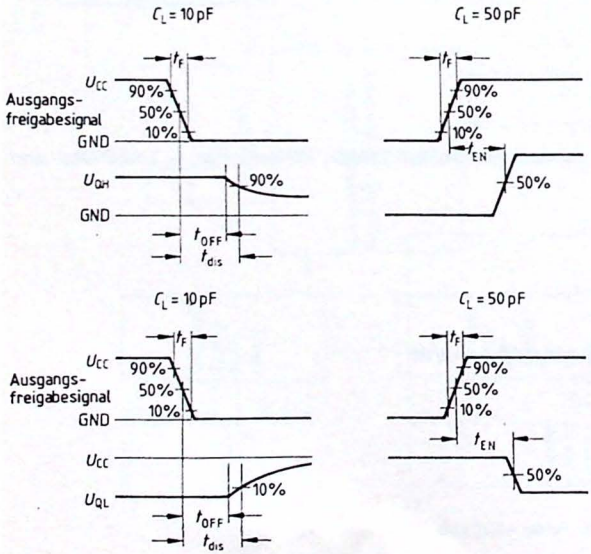


Bild 1
Tristate-Meßschaltungen und Impulsdiagramme







Mikroprozessor-Schnittstelle

Der Anschluß von Mikroprozessoren ist einfach und erfordert nur wenige externe Gatter.

Intel Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 2** gezeigt.

Beginn der Umsetzung:

Durch einen Schreibbefehl wird einer der analogen Eingangskanäle ausgewählt und die Umsetzung gestartet.

Schreibadresse: $\overline{\text{ADC_CS}}$

Das Signal für das Ende der Umsetzung (EOC) kann dazu benutzt werden, im Mikroprozessor einen Interrupt zu erzeugen (INT oder $\overline{\text{INT}}$).

Lesen des Umsetzungsergebnisses:
Mit dem ersten Lesebefehl wird aus der $\overline{\text{ADC_CS}}$-Adresse das obere Byte, mit dem zweiten Lesebefehl das untere Byte gelesen.

Bild 2

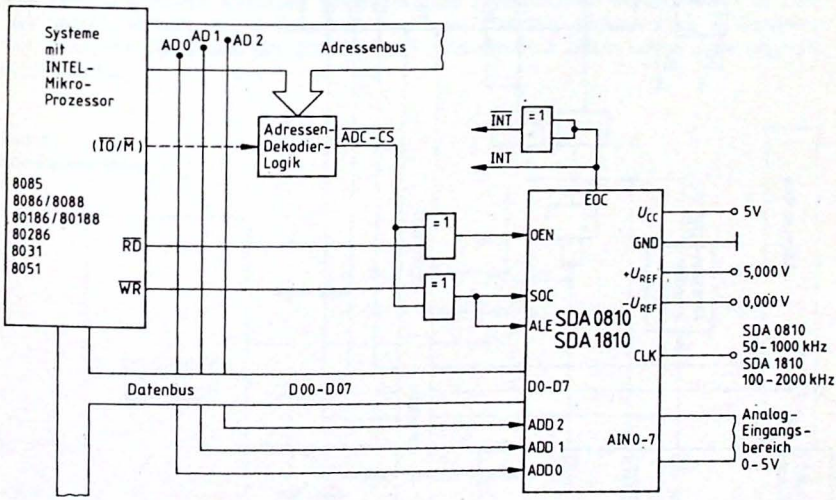
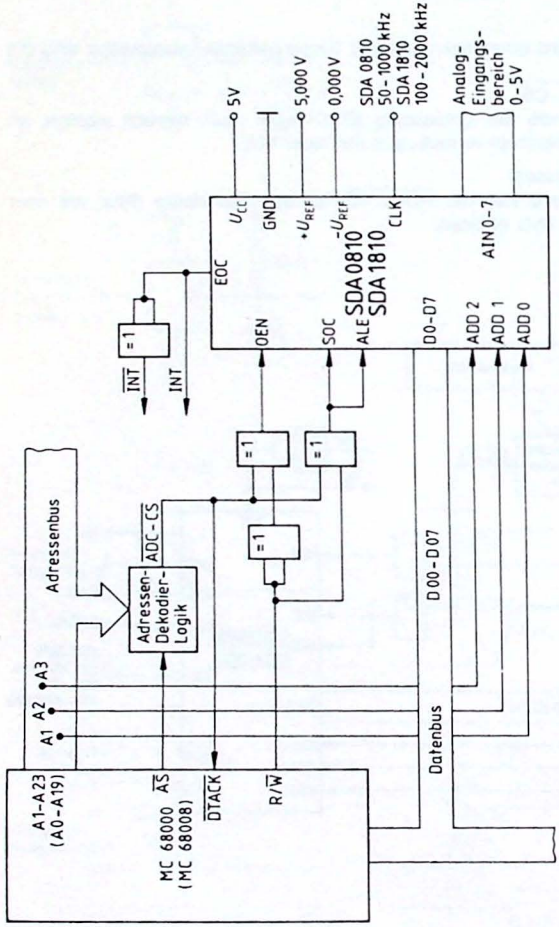


Bild 3
Motorola Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 3** gezeigt.



Anwendungshinweise

Entkopplung der Stromversorgung

An die Stromversorgung des SDA 0810 oder des SDA 1810 sollte ein 10 µF Tantal- oder Elektrolyt-Entkopplungskondensator angeschlossen werden. Um ein gutes Hochfrequenzverhalten sicherzustellen, sollte diesem Kondensator ein 0,01 µF Keramikkondensator parallelgeschaltet werden. Diese Kondensatoren sollten so dicht wie möglich am Umsetzer angeordnet werden.

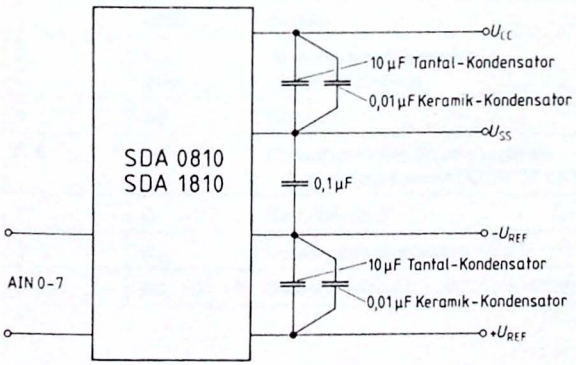
Referenzspannung

Zur Vermeidung von dynamischen Fehlern sollte ein 10 µF Tantal- oder Elektrolytkondensator, dem ein 0,01 µF Keramikkondensator parallelgeschaltet ist, so dicht wie möglich am Baustein zwischen die Anschlüsse Ref(+) und Ref(–) geschaltet werden. Außerdem sollte ein 0,1 µF Keramikkondensator zwischen Ref(–) und Masse (GND) geschaltet werden.

Analogeingang

Durch die hohe Eingangsimpedanz der Analogkanäle AIN0 – AIN7 ist ein einfacher Anschluß des Analogsignals möglich. Signalquellen ($-U_{REF} \leq AIN \leq +U_{REF}$) können direkt ohne zusätzliche Pufferung an die analogen Eingangskanäle angeschlossen werden, wenn sie beim SDA 0810 innerhalb von 4 Taktzyklen und beim SDA 1810 innerhalb von 8 Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität liefern können, die ungefähr 50 pF beträgt.

Bild 4
Kondensatoren



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8005	Q67000-A2262	C-DIP-16

Der SDA 8005 ist ein ultraschneller D/A-Umsetzer mit hervorragenden dynamischen Eigenschaften und zeichnet sich durch folgende Merkmale aus:

- Einschwingzeit typ. 7 ns
- Extrem kleine Glitch-Fläche
- Digitales Eingangsregister
- Dateneingänge 10 K und 100 K ECL-kompatibel
- Nur eine Versorgungsspannung: −5,2 V
- Deglitch-Steuereingang

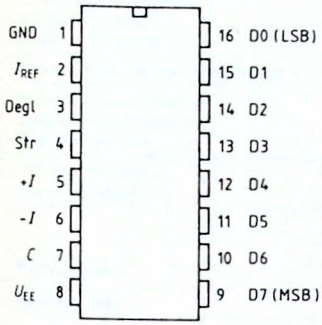
Funktionsbeschreibung

Der SDA 8005 ist ein ultraschneller 8-bit-Digital-Analog-Umsetzer mit ECL-kompatiblen Daten- und Strobe-Eingängen.

Das Datenwort wird mit dem L-aktiv Strobe in das Eingangsregister übernommen. Als Referenz dient eine externe Stromquelle bzw. eine Spannungsquelle mit Referenzwiderstand. Bei einem Referenzstrom von 2,5 mA beträgt der Full-Scale-Ausgangsstrom 40 mA.

Das Ausgangs-Glitches können durch Einstellung der Deglitch-Eingangsspannung zwischen −2,3 V und −2,9 V minimiert werden. Der Deglitch-Eingang kann auch unbeschaltet gelassen werden.

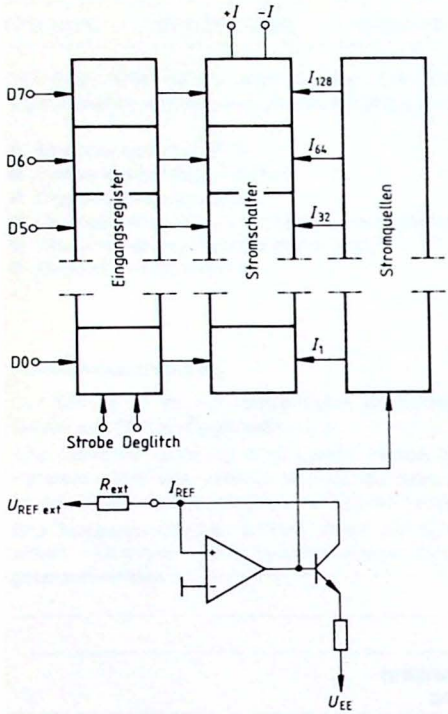
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2 3	I_{REF} Degl	Referenzstromeingang Deglitch-Eingang
4	Str	Strobe
5, 6	$+I, -I$	Komplementäre Stromausgänge $+I$: kein Strom wenn D0 bis D7 im H-Zustand ist
7	C	Stabilisierung
8	U_{EE}	Versorgungsspannung −5,2 V
16...9	D0...D7	Dateneingänge 0 (LSB) bis 7 (MSB)

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{EE}	−0,6	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{D0...D7}$	−3,0	0	V
Strobe-Eingang	U_{Str}	−4,0	0	V
Deglitch-Eingang	U_{Degl}	−5,2	0	V
Spannungen an den Ausgängen $+I, -I$	U_{QI+}, U_{QI-}	−1,9	5	V
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ JU}$		85	K/W

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Analog-Ausgänge **Statische Leistungsmerkmale**					
Verhältnis des Full-Scale-Ausgangsstroms zum Referenzstrom	I_{QFS}/I_{REF}		16		
Absoluter nicht korrigierter Fehler	ERR	−1		+1[2]	%
Integrale Nichtlinearität	*I NL*		0,40[1]	0,55[2]	LSB
Differentiale Nichtlinearität	*D NL*		0,6[1]	1[2]	LSB
Full-Scale-Temperaturkoeffizient					
−25 °C bis +25 °C	*TK*	80		120	ppm/°C
+25 °C bis +85 °C	*TK*	50		80	ppm/°C
Ausgangsstrom bei Null-Eingang	I_{Q0}		6[1]	30[3]	µA
Full-Scale-Ausgangsstrom	$I_{Q\,FS}$			40[2]	mA
Ausgangsspannungsbereich	U_Q	−1,4		+5	V
Speisespannungsempfindlichkeit	S_{US}		0,03[1]	0,04[2]	%/%

Dynamische Leistungsmerkmale[1])

Ausgangs-Anstiegszeit	$t_{r\,Q}$		1,3		ns
Ausgangs-Einschwingzeit	$t_{s\,Q}$		7		ns
Optimierte max. Glitchfläche			80		pVs
Digitale Übersprechdämpfung					
Data	α_{Data}		15[4]		pVs
Strobe	α_{Strobe}		30[4]		pVs

Anmerkungen siehe Seite 435

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Digitale Eingänge Gleichstrom-Kenndaten					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,105		−0,810	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−1,850		−1,505	V
Eingangskapazität D7	$C_{I\,D7}$		1,2		pF
D6	$C_{I\,D6}$		0,8		pF
D0 bis D5	$C_{I\,D0...D5}$		0,5		pF
Strobe	$C_{I\,Str}$		1,5		pF
H-Eingangsstrom D7	$I_{IH\,D7}$		25		µA
D6	$I_{IH\,D6}$		12		µA
D0 bis D5	$I_{IH\,D0...D5}$		6		µA
Strobe	$I_{IH\,Str}$		75		µA
Eingangscodierung			binär		
Schaltzeiten					
Vorbereitungszeit	t_S	0,5			ns
Haltezeit	t_H	2,5			ns
Strobezeit	t_{Str}	2			ns
(siehe Bild 1)					
Deglitch-Eingang					
Deglitch-Eingangsstrom bei $U_{Degl} = 2{,}3$ V	$I_{I\,Degl}$			200	µA
bei $U_{Degl} = 2{,}9$ V	$I_{I\,Degl}$	−150			µA
Deglitch-Spannungsbereich	$-U_{Degl}$	+2,9		+2,3	V
Deglitch-Spannung (unbeschaltet)	U_{Degl}		0,5 x U_{EE}		V
Spannungsversorgung[1])					
Speisespannung	U_{EE}	−5,46		−4,94	V
Speisestrom	I_{EE}		98	105	mA
Leistungsaufnahme	P_D		495		mW

Anmerkungen siehe Seite 435

Anmerkungen

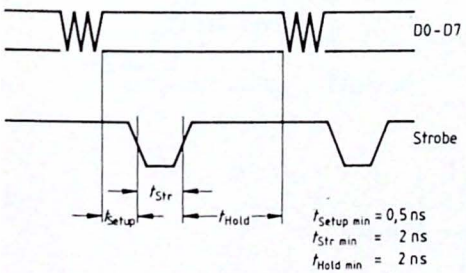
1) Gemessen bei: 25 °C
$U_{EE} = -5{,}2$ V
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 20$ mA
Ausgangsbelastung = 50 Ω

2) Garantiert bei: −25 °C bis +85 °C
−5,64 V bis −4,94 V
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 1$ mA bis 40 mA

3) Gemessen bei: 100 °C
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 20$ mA
$U_{Degl} = -2{,}3$ V
$U_{EE} = -5{,}2$ V

4) $U_{IH} = -0{,}95$ V
$U_{IL} = -1{,}6$ V
Anstiegszeit des Eingangssignals $t_r = 3$ ns
Alle Eingänge zur gleichen Zeit in die gleiche Richtung schalten (schlimmster Fall).
Die Übersprechdämpfung kann durch die Verwendung anderer Eingangssignale reduziert werden.

Bild 1
Impulsdiagramm der Eingänge



Hinweise zur Beschaltung

Beim Aufbau einer Meß- oder Anwendungsschaltung sind zur Erreichung optimaler dynamischer Eigenschaften einige wichtige Punkte zu beachten:

- Platine mit mindestens einer nahezu ganzflächigen Masse.
- Der Masseanschluß soll möglichst knapp an die großflächige Masse angeschlossen werden, am besten durch direktes Anlöten, bzw. Verwendung von Einzelkontaktstiften.
- Die Versorgungsspannung muß direkt am U_{EE}-Anschluß mit einem 100-nF-Keramikkondensator (am besten kleine Chipkondensatoren) abgeblockt werden.
- Die analogen Ausgänge sollen möglichst nahe am Gehäuse mit 50 Ω belastet werden, bei Verwendung von 50-Ω-Leitungen soll der Wellenwiderstand möglichst knapp am Ausgangsanschluß bereits den richtigen Wert annehmen.
- Die von der Masse über die Lasten der beiden komplementären Ausgänge abfließenden Ströme sollen möglichst kurze getrennte Wege durchlaufen, weil sich beim Umschalten zwar die Einzelströme, nicht aber der Summenstrom ändert und durch diese Maßnahme die durch die Änderung der Einzelströme verursachte Induktionsspannung klein gehalten werden kann.
- Jede der verwendeten Gleichspannungen (U_{EE}, *DEGL*, U_{REF}) muß in bezug auf Welligkeits- und Rauscheigenschaften auf ihre Tauglichkeit überprüft werden.
- Bei der Verbindung eines D/A-Ausgangs mit dem 50-Ω-Eingang eines Oszilloskops soll an der D/A-Umsetzer-Seite der Verbindungsleitung ein Abschwächer angeordnet werden, um die vom Oszilloskop zurückkommende Reflexion nicht auf den praktisch offenen Leitungsabschluß auflaufen zu lassen (Ausgangswiderstand des D/A-Umsetzers ungefähr 20 kΩ); die Masseverbindung zwischen Meßplatine und Gerät soll eine möglichst geringe Impedanz haben.
- Um das Übersprechen des Strobe auf den Ausgang zu verringern, kann man einen ohmschen Spannungsteiler vor den Strobe-Eingang schalten, der mit der Eingangskapazität ein RC-Filter bildet **(siehe Bild)**.

Bild 2

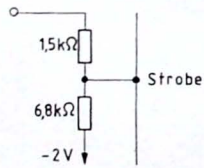
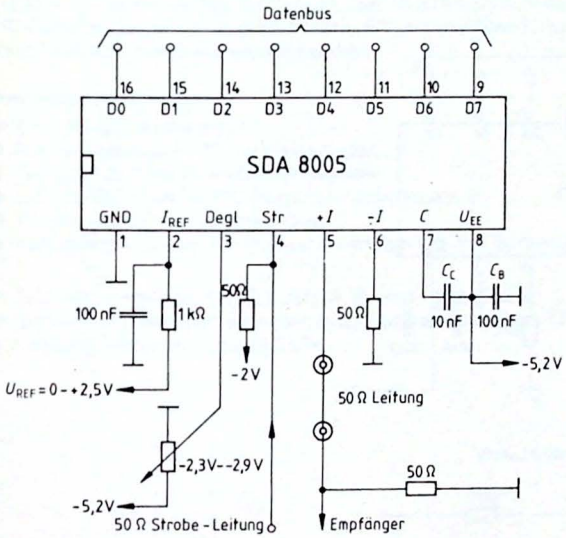


Bild 3 zeigt eine Anwendung, bei der das Ausgangssignal über eine 50-Ω-Leitung zu einem Empfänger mit einem 50-Ω-Eingang, unter Umständen ein ultraschnelles Oszilloskop, gesendet wird. I_{REF} kann durch Änderung von U_{REF} zwischen 0 V und 2,5 V verändert werden, wobei der Widerstand R_{REF} 1 kΩ beträgt.

Als Alternative dazu, kann bei konstanter U_{REF}, R_{REF} verändert werden.

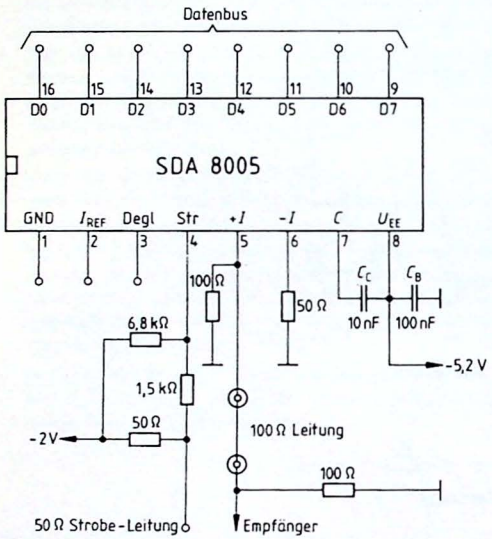
Bild 3



In **Bild 4** ist der Strobe-Eingang mit einem Spannungsteiler verbunden, der zusammen mit der Eingangskapazität ein RC-Filter bildet, und somit das Übersprechen zwischen Strobe und Ausgang verringert. Die 100-Ω-Ausgangsleitung von $+I$ ist an beiden Enden abgeschlossen.

Der hohe maximale Full-Scale-Ausgangsstrom in diesem Beispiel ermöglicht ebenfalls einen akzeptablen Spannungsbereich.

Bild 4



DASR – Datenerfassungs-Schieberegister für HSDA-Systeme

SDA 8020 N

Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Type	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8020 N	Q67000-A8127	PL-CC-68 (SMD)

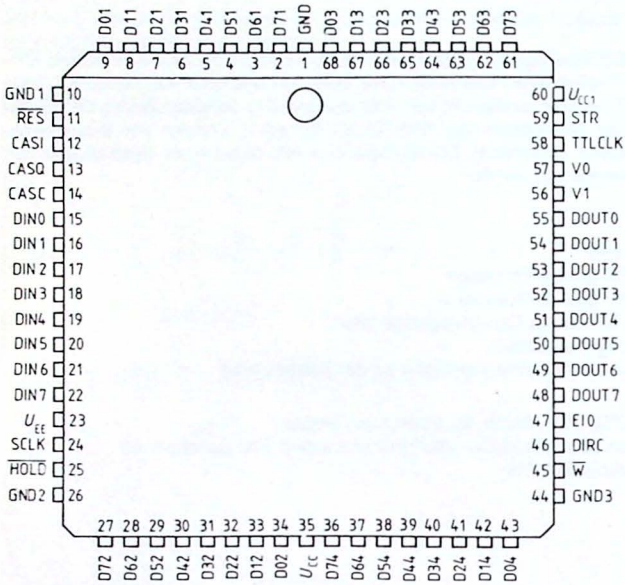
Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) SDA 8020 verfügt über ECL-kompatible Eingänge und kann einen 8-bit-breiten-Datenstrom mit einer Taktfrequenz von bis zu 100 MHz in vier parallele 8-bit-TTL-Datenkanäle mit der Taktfrequenz des seriellen Taktes DEMULTIPLEXEN. In einer zweiten Betriebsart, der MULTIPLEX-Funktion, können vier 8-bit-breite-TTL-Datenkanäle in einem 8-bit-breiten, ECL-kompatiblen-Kanal mit einer Taktfrequenz von bis zu 100 MHz zusammengefaßt werden.

Besondere Merkmale

- 4 x 8-bit-Schieberegister
- ECL serielles oder TTL paralleles Laden
- Typisch 125-MHz-Schiebe-Taktfrequenz
- Latches für parallele TTL-Eingangs-/Ausgangsdaten
- TTL-kompatible Steueranschlüsse
- Kaskadierbar, dabei automatische Verringerung der Taktfrequenz

- Zwei Taktausgänge, TTL CLK und W, für einfachen Einsatz
- Schnittstelle zwischen schnellen ECL- und herkömmlichen TTL-Schaltungen
- Leistungsaufnahme typisch 1,5 W

Bild 1
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Typ	Symbol	I/O	Funktion
1		GND		Masse für TTL-Daten
9–2 34–27 43–36 68–61	TTL TTL TTL TTL	D01..D71 D02..D72 D04..D74 D03..D73	I/O I/O I/O I/O	Dies sind 32 parallele TTL Ein- oder Ausgänge (abhängig vom DIRC-Eingang) der einzelnen Schieberegisterzellen. Diese Ausgänge können durch zwei TTL-Lasten belastet werden.
10		GND1		ECL-Masse
11	TTL	$\overline{\text{RES}}$	I	Durch Aktivierung dieses Eingangs (Low-aktiv) werden alle 32 Schieberegisterzellen gelöscht und der Taktgenerator zurückgesetzt (DOUT 0...7 = Low, TTLCLK = Low, $\overline{\text{W}}$ = High).
12, 13	–	CASI,CASO	I/O	Kaskadierung Eingang, Kaskadierung Ausgang **(s. Bild 2):** Diese beiden Anschlüsse steuern zusammen mit dem Kaskadierungssteuereingang die TTL-Taktrate und die internen Taktabläufe. Sie werden nur zur Bildung der Taktschleife verwendet und sind nicht ECL-kompatibel.
14	TTL	CASC	I	Kaskadierungssteuerung Der an diesem Eingang erforderliche Logik-Pegel hängt von der Kaskadierungskonfiguration ab (siehe Kapitel „Kaskadierung" und **Bild 2**). Bei einer Konfiguration mit nur einem Chip ist ein High-Pegel erforderlich.
15–22	ECL	DIN 0...7	I	ECL-Dateneingangsbyte
23		U_{EE}		Negative Speisespannung, ECL-Teil
24	ECL	SCLK	I	Die einzelnen Schieberegisterzellen werden durch dieses Signal getaktet. Die an D0...D7 anliegenden Daten werden mit der fallenden Taktflanke übertragen.
25	TTL	$\overline{\text{HOLD}}$	I	Ein logischer Low-Pegel am $\overline{\text{HOLD}}$-Eingang sperrt den Schiebetakt und schaltet die 32 parallelen Ein-/Ausgänge in den Zusand hoher Impedanz. Das Register ist nicht aktiv.
26		GND 2		TTL-Masse, Takt- und Steuerungsteil
35		U_{CC}		Positive Speisespannung, TTL-Datenteil
44		GND 3		Masseanschluß für ECL-Ausgangsemitterfolger
58	TTL	TTLCLK	O	Die Frequenz des TTL-Taktes bei Betrieb eines Chips beträgt 1/4 der Schiebetaktfrequenz. Bei einer Kaskadierung wird die TTL-Taktfrequenz automatisch verringert.

Anschlußbelegung (Fortsetzung)

Anschluß	Typ	Symbol	I/O	Funktion
46	TTL	DIRC	I	Ein logischer High-Pegel am Anschluß DIRC schaltet das Datenerfassungsschieberegister auf parallele Eingabe/serielle Ausgabe (Multiplexbetrieb, paralleles Laden) und ein logischer Low-Pegel schaltet den Baustein auf serielle Eingang/parallele Ausgabe (Demultiplexbetrieb, serielles Laden)
47	ECL	EIO	I/O	Gibt dem Multiplexbetrieb die interne Datenübertragung von den Latches zu den Schieberegistern frei. In dieser Betriebsart liefern die EIO's interne Impulse für alle kaskadierten Datenerfassungsschieberegister. Der Anschluß muß über einen 1-kΩ-Widerstand mit −2 V verbunden werden **(s. Bild 2)**. Im Demultiplexbetrieb hat der EIO-Anschluß keinen Einfluß auf die internen Impulse und kann unbeschaltet gelassen werden.
55–48	ECL	DOUT 0...7	O	ECL-Datenausgangsbyte. Die Daten werden mit der fallenden Flanke von SLCK zum Ausgang übertragen.
56, 57	TTL	V1, V0	I	Mit V0, V1 wird eine der vier möglichen Verzögerungszeiten dieses W-Signals ausgewählt.
45	TTL	$\overline{W}$	O	Der Ausgang $\overline{W}$ hat dieselbe Taktfrequenz wie TTLCLK aber ein anderes Tastverhältnis (1/4 bei Betrieb eines Chips). Er kann als Schreib- oder Chip-Auswahl-Signal für schnelle MOS SRAM's verwendet werden, die an den parallelen Ein-/Ausgängen angeschlossen werden. Das Signal kann um Vielfache der Periodendauer des Schiebetaktes verzögert werden, was über V0, V1 programmierbar ist (siehe untenstehende Programmiertabelle für V0, V1).
59	TTL	STR	I	Die vier 8-bit-Datenworte werden mit dem Strobe im ersten Eingangs-/zweiten Ausgangs-Latch zwischengespeichert. Ein High-Pegel an Strobe schaltet dieses Latches transparent durch.
60		U_{CC1}		Positive Speisespannung, TTL-Takte und Steuersignalteil

Programmiertabelle für V0, V1

V0	V1	Verzögerung von $\overline{W}$
0	0	0 SCLK-Perioden
0	1	1 SCLK-Perioden
1	0	2 SCLK-Perioden
1	1	3 SCLK-Perioden

Funktionsbeschreibung

Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) enthält acht parallele 4-bit-breite-Schieberegister, von denen jedes über zwei intern kaskadierte pegelgesteuerte Eingangs-/Ausgangs-Schieberegister verfügt. Der Baustein hat 8 ECL-kompatible serielle Ein- und Ausgänge und 32 parallele TTL-kompatible gemeinsame Ein-/Ausgänge. Neben den Daten-Eingängen und Ausgängen verfügt der Baustein über 7 Steuereingänge und liefert zwei Taktsignale, wodurch insbesondere die Anwendung des DASR zusammen mit schnellen statischen MOS-RAM's in Datenerfassungssystemen unterstützt wird. Alle Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel.

Der Taktteil besteht aus einem 1 Bit x 4 Schieberegister, dessen Ausgang (CASO) über die externe Taktschleife auf den Eingang (CASI) zurückgekoppelt wird. Wenn der Kaskadierungs-Steuereingang (CASC) auf H-Pegel gelegt wird, wird ein einzelner Impuls in die erste Schieberegisterzelle geschrieben. Wenn $\overline{\text{HOLD}}$ freigegeben wird, durchläuft dieser einzelne Taktimpuls die Taktschleife, und alle Impulse für die Zeitsteuerung werden aus diesem Impuls abgeleitet.

Das Datenerfassungs-Schieberegister eignet sich hauptsächlich als Schnittstelle zwischen einem schnellen A/D- oder D/A-Umsetzer und den Speichern in einem Datenerfassungs- oder Funktionsgenerator-System. Weitere Anwendungsmöglichkeiten sind schnelle Logikkanalysatoren und digitale Wortgeneratoren.

Betriebsarten

Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) hat zwei Betriebsarten, die durch den Anschluß DIRC ausgewählt werden. Um eine zu große Leistungsaufnahme zu vermeiden, werden die Schaltungsteile abgeschaltet, die in einer Betriebsart nicht benutzt werden.

1.) **Serielle Eingabe/Parallele Ausgabe**

Nach der Aktivierung des Datenerfassungs-Schieberegisters durch asynchrone $\overline{\text{RES}}$- und $\overline{\text{HOLD}}$-Signale (empfohlener Zeitverlauf der $\overline{\text{RES}}$- und $\overline{\text{HOLD}}$-Signale **siehe Bild 5**) werden die 8-bit-breiten-ECL-Datenworte (die an DIN0...DIN7 anliegen) mit der fallenden Flanke von SCLK synchron in das Register geladen. Kurz nach jeder vierten ansteigenden Flanke von SCLK wird der Inhalt der einzelnen Schieberegisterzellen durch einen intern erzeugten Takt im ersten Ausgangs-Latch gespeichert. Diese vier Datenbytes erscheinen an den Ausgängen (D01...D71, D04...D74), nachdem sie durch das externe Signal STR an das zweite Ausgangs-Latch weitergegeben wurden. Dieses Latch kann ebenfalls in den Transparent-Betrieb geschaltet werden, indem STR auf H-Pegel gelegt oder nicht angeschlossen wird. Das erste erfaßte Datenbyte erscheint an D04...D74, das zweite an D03...D73, das dritte an D02...D72 und das vierte an D01...D71. Wegen des Bitversatzes der Latches darf für eine kurze Zeit ($t_{H,STR,D}$) nach jeder vierten SCLK-Periode keine fallende Flanke des STR auftreten (da Ausgangs-Latch 1 gerade in den Transparent-Betrieb geschaltet wurde, **siehe Bild 8**).

Ein Datenerfassungs-Zyklus wird durch einen negativen Pegel an $\overline{\text{HOLD}}$ beendet, der intern mit der ansteigenden Flanke von TTL CLK und der ansteigenden Flanke von $\overline{\text{W}}$ synchronisiert ist. Diese doppelte Synchronisation vereinfacht das Anhalten der Datenerfassung bei einem definierten Abtastwert **(siehe Anwendungsbeispiel Bild 12)**.

Es gibt abhängig von der Verzögerung des Signals $\overline{W}$ einige Möglichkeiten, die TTL CLK-Signalform am Ende eines Betriebszyklus zu behandeln **(siehe Bild 5)**. $\overline{W}$ bleibt auf High-Pegel, nachdem das Datenerfassungs-Schieberegister angehalten wurde. Wenn SCLK durch $\overline{HOLD}$ gesperrt wird, gehen die Datenausgänge in einen Zustand hoher Impedanz.

2.) **Parallele Eingabe/Serielle Ausgabe**

Durch Anlegen von vier 8-bit-Datenworten an D01...D74 und Anlegen eines High-Pegels an STR werden die Daten synchron und parallel geladen.

Jede vierte SCLK-Periode, beginnend mit der sechsten fallenden Flanke von SCLK nach dem Start durch einen High-Pegel an $\overline{HOLD}$, wird das zweite Eingangs-Latch auf Transparentbetrieb geschaltet. Mit der nächsten fallenden Flanke von SCLK werden die Daten in die Schieberegisterzellen geschrieben. Die ersten gültigen Daten erscheinen an DOUT nicht vor der achten fallenden Flanke von SCLK seit dem Beginn. Die Daten an D04...D74 werden in einem TTL CLK-Zyklus zuerst herausgeschoben und die an D01...D71 zuletzt. Um definierte Startbedingungen an DOUT zu erhalten sollte DIN auf Low-Pegel gelegt werden. Die Vorbereitungs- und Haltezeiten $t_{S,\,D,\,SCLK}$, $t_{H,\,D,\,SCLK}$ gelten nur, wenn das erste Eingangs-Latch auf Transparentbetrieb geschaltet wird, indem STR auf H-Pegel gelegt wird.

In beiden Betriebsarten erscheint die erste ansteigende Flanke von TTL CLK zwei fallende Flanken des Schiebetaktes nach dem Aktivieren des Datenerfassungs-Schieberegisters. Der erste W-Impuls mit einer Dauer von einem SCLK-Zyklus und einer durch V0 und V1 programmierten Verzögerung wird nach der dritten fallenden Flanke von SCLK geliefert.

Kaskadierung

Durch die Fähigkeit, die Datenerfassungs-Schieberegister zu kaskadieren, sind geringere TTL-Datenraten zusammen mit dem Vorteil eines Schiebetaktes von 100 MHz möglich. Zur Kaskadierung der Datenerfassungs-Schieberegister muß der Anschluß CASO des einen Bausteins mit dem Anschluß CASI des nächsten verbunden werden. Diese Taktschleife wird geschlossen, indem der Anschluß CASO des letzten Datenerfassungs-Schieberegisters mit dem Anschluß CASI des ersten verbunden wird. Außerdem wird der Kaskadierungs-Steuereingang CASC nur eines Datenerfassungs-Schieberegisters auf High-Pegel gelegt **(siehe Bild 4)**. Die Lage des Datenerfassungs-Schieberegisters mit dem CASC-Eingang auf High-Pegel bestimmt den Zeitpunkt der internen Takte zur Übertragung der Daten zum zweiten Eingangs-Latch und zu den einzelnen Schieberegisterzellen in der Betriebsart parallele Eingabe/serielle Ausgabe **(siehe Bild 7)**. Die ersten internen Takte erscheinen zur selben Zeit wie beim Betrieb nur eines Bausteins und ihre Periodendauer hängt von der Länge der Schieberegister-Kaskade ab. In Systemen mit kaskadierten Datenerfassungs-Schieberegistern wird die erste Flanke von $\overline{W}$ oder TTL CLK an dem Datenerfassungs-Schieberegister geliefert, an dem CASC = H ist. Die $\overline{W}$- und TTL CLK-Signal der anderen SDA 8020 werden in der gleichen Reihenfolge geliefert, wie wenn sie über CASI und CASO verbunden sind.

Der Zeitabstand zwischen den ansteigenden Flanken des TTL CLK-Signals beträgt vier SCLK-Perioden. In der Betriebsart parallele Eingabe/serielle Ausgabe müssen alle Anschlüsse EIO verbunden und über einen 1-kΩ-Widerstand an −2 V angeschlossen werden. In der Betriebsart serielle Eingabe/parallele Ausgabe ist die Lage des Datenerfassungs-Schiebe-

registers mit dem High-Pegel an CASC unwichtig für die internen Signalverläufe. In dieser Betriebsart wird die Periodendauer des internen Taktes (für Ausgangs-Latch 1) nicht vergrößert. Somit werden die Daten des Schieberegisters jede vierte SCLK-Periode in das Ausgangs-Latch 1 geschrieben. Um über die gesamte TTL CLK-Periodendauer gültige TTL-Ausgangsdaten zu erhalten, muß ein STR-Impuls mit einer Dauer von maximal 4 SCLK-Perioden verwendet werden, z. B. $\overline{W}$ **(siehe Bild 6)**. Die Signale an den EIO-Anschlüssen sind nur für interne Verwendung **(siehe Bild 4)**.

Die High-Phase des TTL-Taktes der Datenerfassungs-Schieberegister mit einem Anschluß CASC auf Low-Pegel wird verdoppelt. Wenn Datenerfassungs-Schieberegister kaskadiert werden, kann das $\overline{W}$-Signal nicht nur in vier Schritten verzögert werden, wie beim Betrieb nur eines Bausteins, sondern durch Verwendung des $\overline{W}$-Ausganges des zugehörigen Bausteins über die gesamte TTL-Taktperiode.

Bild 2
Blockschaltbild

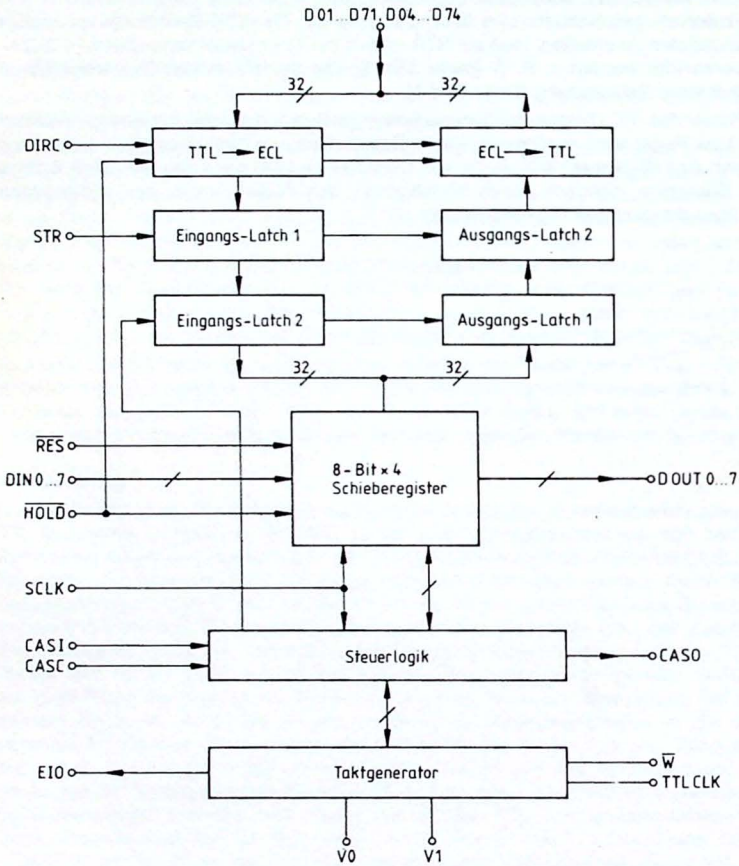


Bild 3
Grundkonfiguration

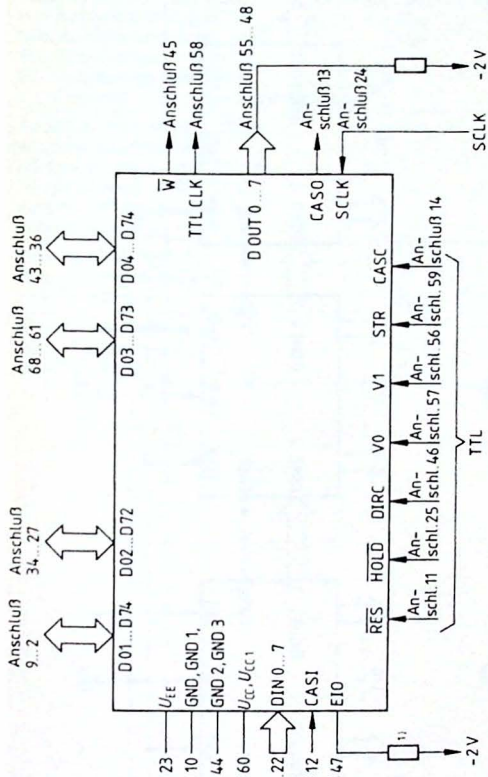
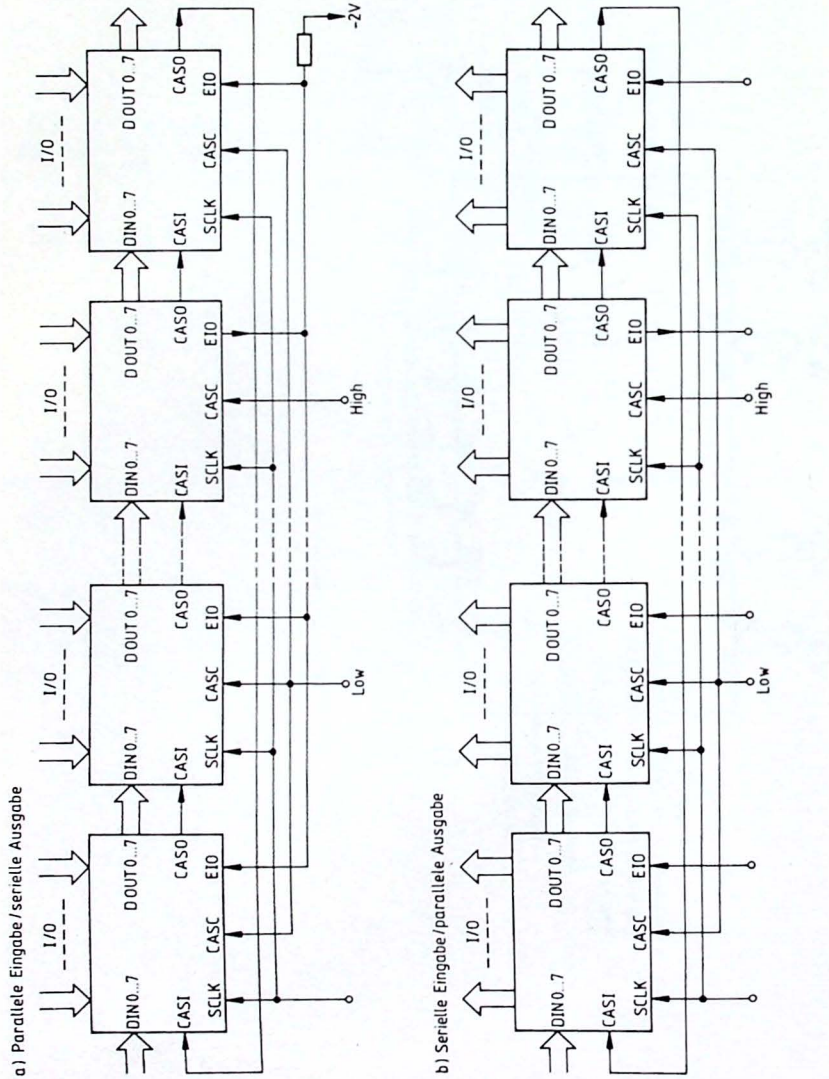


Bild 4
Blockschaltbild für die Kaskadierung



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	U_{CC}	−0.3	6.0	V
Neg. Speisespannungen	U_{EE}	−6,0	0,3	V
ECL-Eingangsspannungen		−3,5	0	V
ECL-Ausgangsspannungen			1	V
TTL-Eingangs- und Ausgangsspannungen		−0,6	5,5	V
Tristate Ströme in D01...D74			1	mA
Ausgangsstrom an W		−40[1])	40[2])	mA
Ausgangsstrom an D01...D74		−10[1])	10[2])	mA
Ausgangsstrom an TTL CLK		−20[1])	20[2])	mA
Ausgangsstrom an DOUT 0...7		−20	0	mA
Ausgangsstrom an EIO		−10	0	mA
Umgebungstemperatur	T_U	−25	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−65	125	°C
Wärmewiderstand				
System – Umgebung	$R_{th\ SU}$		30	K/W
System – Gehäuse	$R_{th\ SG}$		15	K/W

[1]) High-State
[2]) Low-State

Elektrische Kenndaten

$T_U = -25\,°C$ bis $+70\,°C$, $U_{CC} = 5\,V \pm 5\%$; $U_{EE} = -4{,}5\,V \pm 5\%$, $|U_{CC} - U_{CC1}| < 0{,}5\,V$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüf-schaltg.	min.	typ.	max.	Ein-heit
Stromversorgung							
Pos. Speisestrom	I_{CC}				65	80	mA
Neg. Speisestrom	I_{EE}				240	265	mA
TTL-Anschlüsse							
H-Eingangsspannung	U_{IHT}			2			V
L-Eingangsspannung	U_{ILT}					0,8	V
H-Eingangsstrom	I_{IHT}	$U_{CC} = \max$; $U_I = 2{,}4\,V$				30	µA
L-Eingangsstrom	I_{ILT}	$U_{CC} = \max$; $U_I = 0{,}5\,V$				−1,6	mA
H-Ausgangsspannung	U_{QHT}	$U_{CC} = \min$; $I_{IQH} = -800\,\mu A$	a	2,4			V
L-Ausgangsspannung	U_{QLT}	$U_{CC} = \min$; $I_{QL} = 3{,}2\,mA$	a			0,5	V
Ausgangsstrom im Aus-Zustand	I_{QZLT}	$U_{CC} = \max$; $U_Q = 0{,}5\,V$				−50	µA
	I_{QZHT}	$U_{CC} = \max$; $U_Q = 2{,}4\,V$				50	µA
ECL-Anschlüsse							
H-Eingangsspannung	U_{IHE}			−1,165		−0,88	V
L-Eingangsspannung	U_{ILE}			−1,81		−1,475	V
H-Ausgangsspannung	U_{QHE}		c	−1,025		−0,88	V
L-Ausgangsspannung	U_{QLE}		c	−1,81		−1,62	V
CASI, CASO							
H-Eingangsspannung	V_{IHC}			−1,0		−0,65	V
L-Eingangsspannung	U_{ILC}			−1,6		−1,35	V
H-Ausgangsspannung	U_{OHC}				−0,9		V
L-Ausgangsspannung	U_{OLC}				−1,55		V
Max. Lastkapazität an CASO	C_{CASO}			5			pF

Impuls-Kenndaten

$T_U = -25\,°C$ bis $+70\,°C$, $U_{CC} = 5\,V \pm 5\%$, $U_{EE} = -4{,}5\,V \pm 5\%$, $|U_{CC} - U_{CC1}| < 0{,}5\,V$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Vorbereitungszeit DIN 0...7 an SLCK	$t_{S,DIN}$	0,5			ns
Haltezeit DIN 0...7 an SCLK	$t_{H,DIN}$	2,0			ns
Vorbereitungszeit D01...D74 an STR	$t_{S,D}$ [1]	8,0			ns
Haltezeit D01...D74 an STR	$t_{H,D}$ [1]	0			ns
Vorbereitungszeit Steuerung an $\overline{HOLD}$	$t_{S,CONT}$ [2]	30	7		ns
Haltezeit Steuerung an $\overline{HOLD}$	$t_{H,CONT}$ [2] [6]	20	0		ns
Min. Vorbereitungszeit STR an SCLK	$t_{S,STR,D}$ [1] [3]		−4,5		ns
Min. Haltezeit STR an SCLK	$t_{H,STR,D}$ [1] [3]		6,5		ns
Min. Vorbereitungszeit $\overline{HOLD}$ an SCLK	$t_{S,\overline{HOLD},S}$		14	20	ns
Vorbereitungszeit $\overline{HOLD}$ an TTL CLK	$t_{S,\overline{HOLD},T}$	20			ns
Vorbereitungszeit $\overline{RES}$ an $\overline{HOLD}$	$t_{S,\overline{RES}}$	20			ns
Min. Vorbereitungszeit STR an SCLK	$t_{S,STR,SLCK}$ [4] [7]		3		ns
Min. Haltezeit STR an SCLK	$t_{S,STR,SCLK}$ [5]		0		ns
Min. Vorbereitungszeit D01...D74 an SCLK	$t_{H,D,SCLK}$ [5]		5		ns
Min. Haltezeit D01...D74 an SCLK	$t_{H,D,SCLK}$ [5]		1		ns

Anmerkungen siehe Seite 452

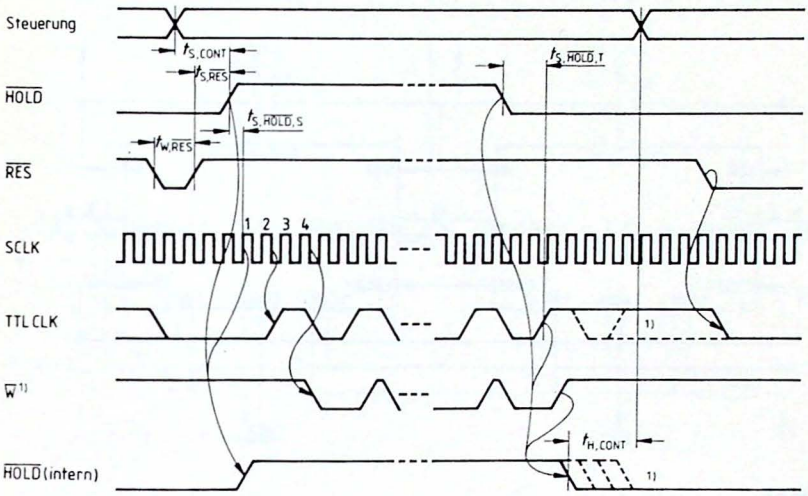
Impuls-Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüfschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Verzögerung SCLK-D01...D74	$t_{D,SCLK,D}$	$R_L = 1200$, $C_L = 15$ pF	a		24		ns
Verzögerung STR-D01...D74	$t_{d,D}$	$R_L = 1200$, $C_L = 15$ pF	a	16,5	21	23	ns
Verzögerung DIRC, $\overline{\text{HOLD}}$-D01...D74	t_{ZL}, t_{ZH} t_{ZH}	$R_{L1} = 1200$, $C_L = 15$ pF	b		40		ns
Verzögerung DIRC, $\overline{\text{HOLD}}$-D01...D74	t_{HZ}[6], t_{LZ}[6]	$R_{L1} = 1200$, $C_L = 15$ pF	b		25		ns
Verzögerung SCLK-$\overline{W}$	$t_{dHL\overline{W}}$	$R_L = 1200$, $C_L = 40$ pF	a		9,5	13	ns
Verzögerung SCLK-$\overline{W}$	$t_{dLH\overline{W}}$	$R_L = 1200$, $C_L = 40$ pF	a		9	11	ns
Verzögerung SCLK-TTL CLK	$t_{dLH,TTL\ CLK}$	$R_L = 1200$, $C_L = 15$ pF	a		11	13	ns
Verzögerung SCLK-TTL CLK	$t_{dHL\,TTL\ CLK}$	$R_L = 1200$, $C_L = 15$ pF	a		12,5	15	ns
Verzögerung SCLK-DOUT 0...7	$t_{d,DOUT}$		c		5	7,5	ns
Verzögerung $\overline{\text{RES}}$-DOUT 0...7	t_d		c		15		ns
Impulsbreite von SCLK	t_W			4			ns
Impulsbreite von $\overline{\text{RES}}$	$t_{W,\overline{RES}}$			30			ns
Min. Impulsbreite von STR	t_{STR}				6		ns
Max. SCLK-Frequenz	f_{SCLK}			100	125		MHz

Anmerkungen

1) Nur jede vierte SCLK-Periode ab der vierten ansteigenden Flanke
2) Steuerung: Signale DIRC, V0, V1, CASC
3) Gilt nicht, wenn Ausgangs-Latch 2 im Transparentmodus is
4) Gilt nicht, wenn Eingangs-Latch 1 im Transparentmodus ist
5) Nur jede vierte SCLK-Periode und wenn Eingangs-Latch 1 im Transparentmodus ist
6) Bezieht sich auf HOLD nach interner Synchronisation
7) Nur jede vierte SCLK-Periode von der 7. ansteigenden Flanke an

Bild 5
Impulsdiagramm für $\overline{\text{HOLD}}/\overline{\text{RES}}$



1) Abhängig von der programmierten Verzögerung von $\overline{W}$, die durchgezogene Linie zeigt die Bedingungen für V0=0, V1=0

Bild 6a
Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern
Serielle Eingabe/parallele Ausgabe

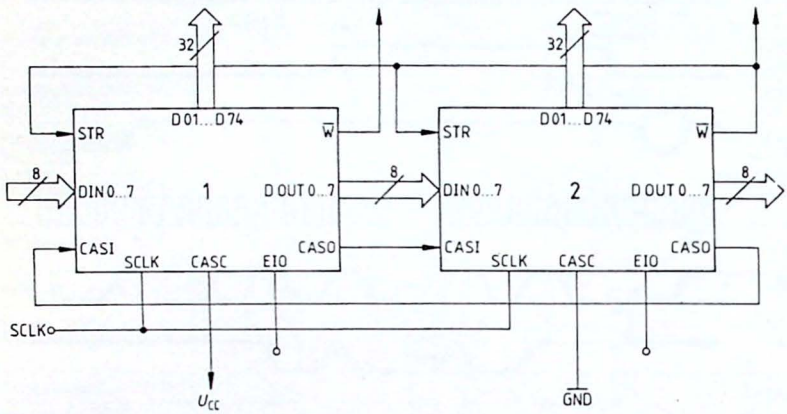
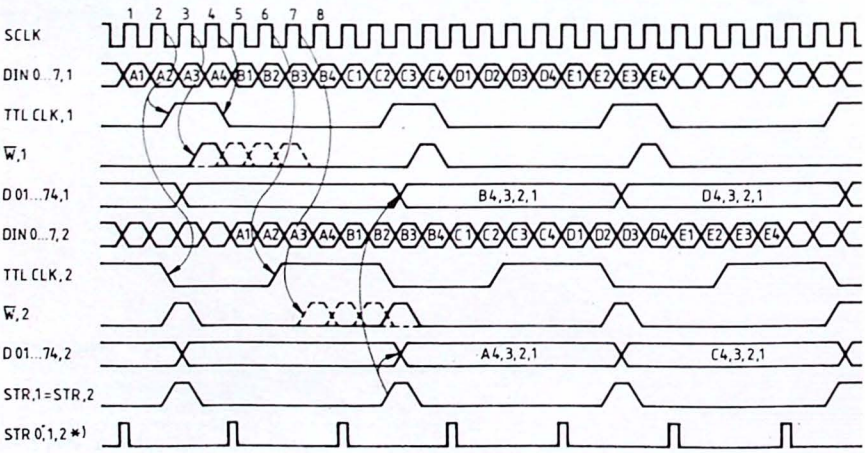


Bild 6b
Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern
Serielle Eingang/parallele Ausgabe



*) Steuert Ausgangs-Latch 1 jedes DASR

Bild 7a
Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern
Parallele Eingabe/serielle Ausgabe

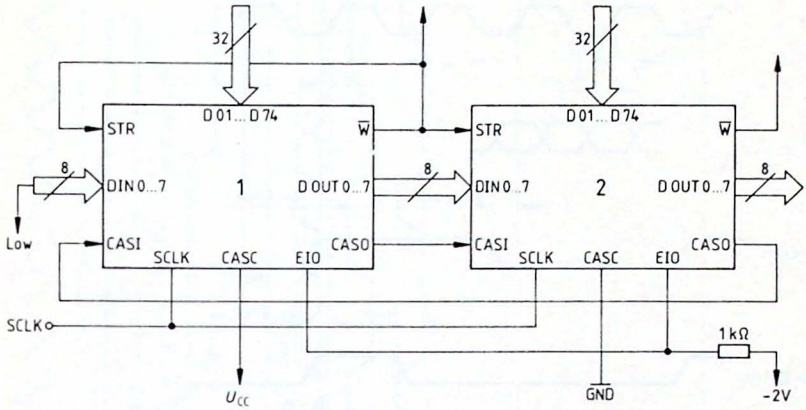
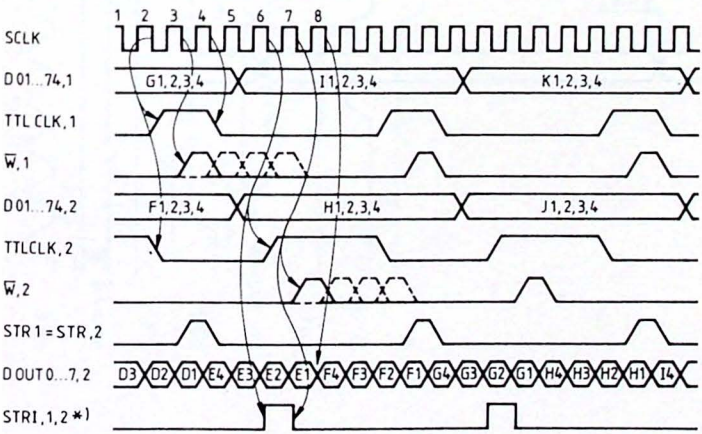


Bild 7b
Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern
Parallele Eingabe/serielle Ausgabe



*) Steuert Ausgangs-Latch 2 jedes DASR

Bild 8
Impulsdiagramm für serielle Eingabe/parallele Ausgabe

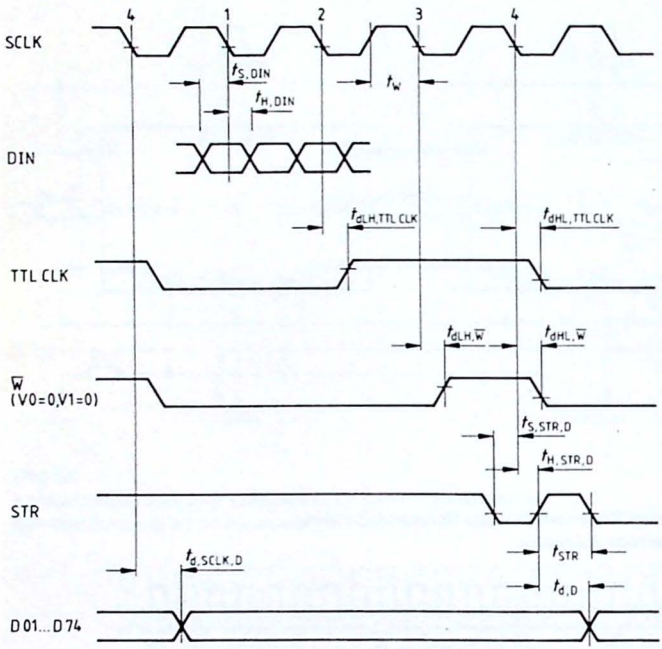


Bild 9
Impulsdiagramm für parallele Eingabe/serielle Ausgabe

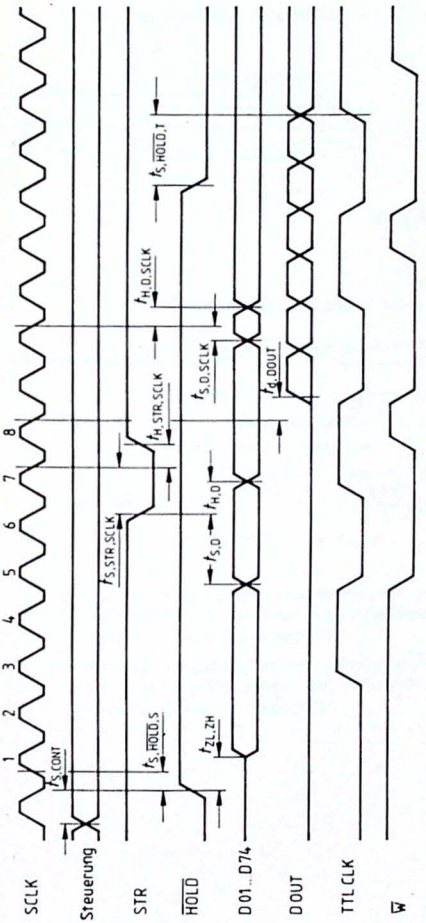
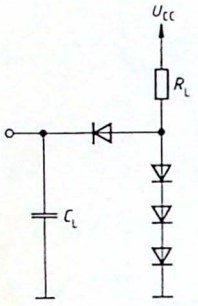
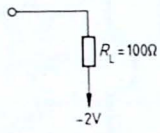


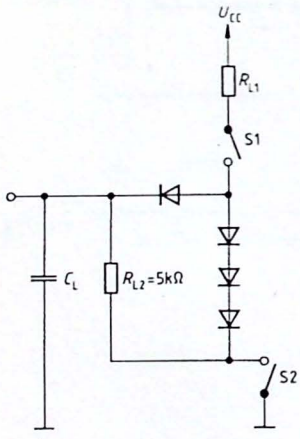
Bild 10
Meßschaltungen



a)



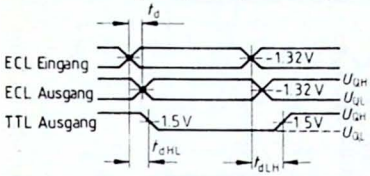
c)



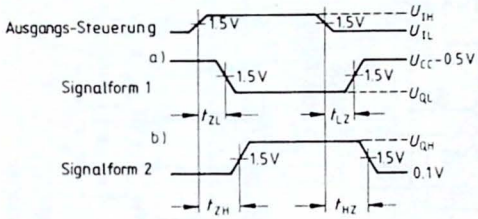
b)

Bild 11
Testpunkte

Verzögerungszeiten, Vorbereitungs- und Haltezeiten



Freigabe- und Sperrzeiten (Tristate-Ausgänge)



a) Für einen Ausgang mit internen Bedingungen, wie z.B. daß der Ausgang auf Low-Pegel liegt, außer wenn er durch die Ausgangs-Steuerung gesperrt ist.

b) Für einen Ausgang mit internen Bedingungen, wie z.B. daß der Ausgang auf High-Pegel liegt, außer wenn er durch die Ausgangs-Steuerung gesperrt ist.

Bild 12
Anwendungsschaltung
Datenerfassungssystem

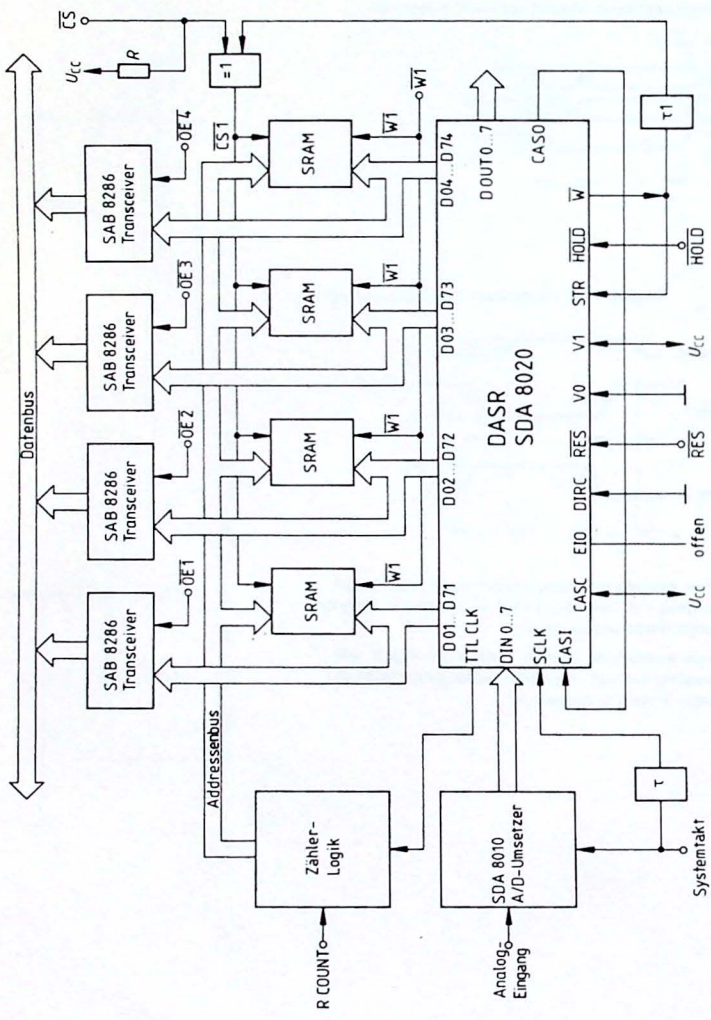
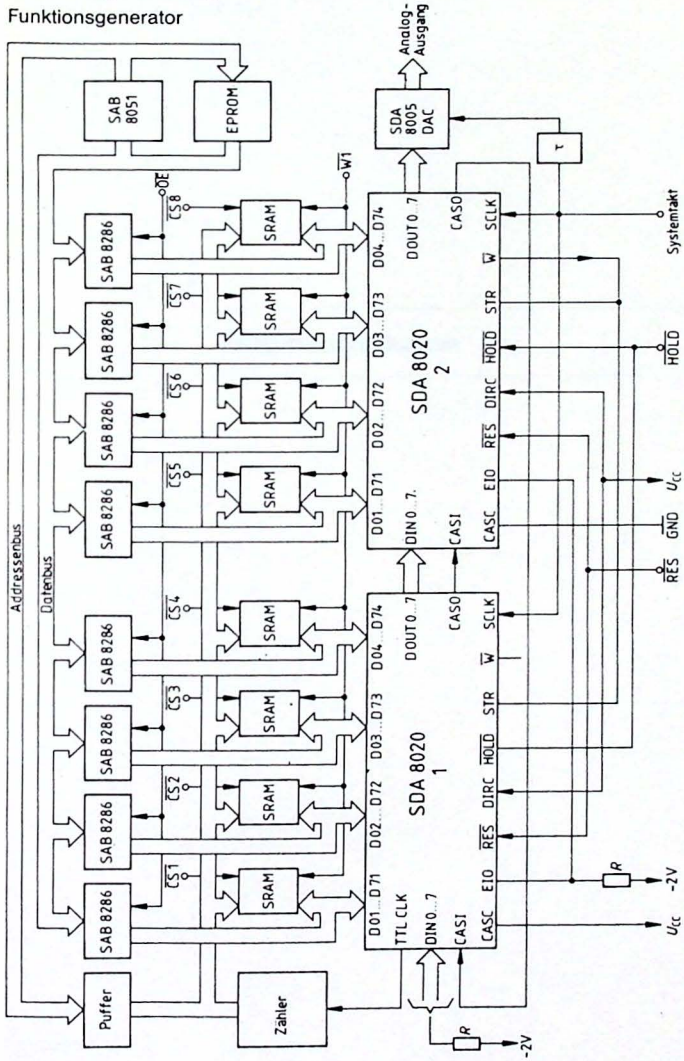


Bild 13
Anwendungsschaltung
Funktionsgenerator



Zeitgeberschaltungen

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion
SAB 0529	P-DIP-18	Programmierbarer digitaler Timer
SAB 0529 G	P-DSO-20 (SMD)	Programmierbarer digitaler Timer
SAE 0530	P-DIP-18	Programmierbarer Langzeit-Timer für 50 Hz Netzfrequenz
SAE 0531	P-DIP-18	Programmierbarer Langzeit-Timer für 60 Hz Netzfrequenz
SAE 0532	P-DIP-18	Langzeit-Timer für 50-/60-Hz-Netzfrequenz
SAE 0532 G	P-DSO-20 (SMD)	Langzeit-Timer für 50-/60-Hz-Netzfrequenz

Unterscheidungsmerkmale der netzgeführten Zeitgeber

Merkmal		SAB 0529	SAE 0530	SAE 0531	SAE 0532
Gehäuse		P-DIP-18, P-DSO-20	P-DIP-18, P-DSO-20	P-DIP-18, P-DSO-20	P-DIP-20, P-DSO-20
		gleiche Anschlußbelegung			
Netzfrequenz		50 Hz	50 Hz	60 Hz	50/60 Hz umschaltbar
Von N-Anschluß getrennte Taktzuführung		nein	nein	nein	ja
Temperaturbereich		0 bis 70 °C	−25 bis 85 °C		
Ansprechverzögerung an S		für steigende Schaltflanke	für steigende und fallende Schaltflanke		
Ansprechverzögerung an R		nein	ja		
Zeitstartverhalten beim Anlegen von U_S	S = L	kein Zeitstart	kein Zeitstart		
	S = H	undefiniert	Zeitstart		
Integrierter Pull up-Widerstand an S		nein	ja		
Abfangdioden an S		nein	ja		
Schaltschwellen an A, B, C, S, FU, R		0,6 V	1,8 V		
Schaltschwellen an N bzw. FT (SAE 0532)		1,2 V	1,3/1,8 V Hysterese von 0,5 V		
Zustand der Anschlüsse D bis I nach Reset		L	H		
Ausgangsspannung an T bei 100 mA		1,8 V	1 V		
Betrieb als Impulsgeber		mit Zusatzbeschaltung	ohne Zusatzbeschaltung		

(Weitere geringfügige Unterschiede siehe Kenndaten/Grenzdaten)

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ SAB 0529	Q67000-H2176	P-DIP-18
■ SAB 0529 G	Q67000-H2952	P-DSO-20 (SMD)

Mit dem digitalen Langzeit-Timer SAB 0529 können Verzögerungszeiten zwischen 1 Sekunde und 31,5 Stunden eingestellt werden. Als Zeitbasis dient die 50-Hz-Netzfrequenz. Mit dem SAB 0529 kann ein Triac angesteuert werden.

Der SAB 0529 ist auf zwei Funktionsarten „Einschaltwischfunktion" und „Rückfallverzögerung" nach DIN 46120 programmierbar. Bei der Einschaltwischfunktion wird mit einer steigenden Flanke am Starteingang der Triac eingeschaltet und der Zeitablauf gestartet. Bei der Rückfallverzögerung schaltet die steigende Flanke am Starteingang den Triac ein. Die fallende Flanke löst den Zeitablauf aus.

Der SAB 0529 ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

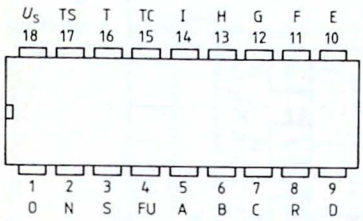
Besondere Merkmale

- Direkter Betrieb am Netz- oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten ohne Stromsynchronisation für ohmsche, induktive und kapazitive Lasten
- Triac-Zündstrom bis 100 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 Sekunde bis 31,5 Stunden (bei 50 Hz)
- 2 Funktionsarten: Einschaltwischfunktion und Rückfallverzögerung
- Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen können die Verzögerungszeiten – durch Maskenprogrammierung – dem jeweiligen Anwendungsfall bei minimaler Außenbeschaltung individuell angepaßt werden.

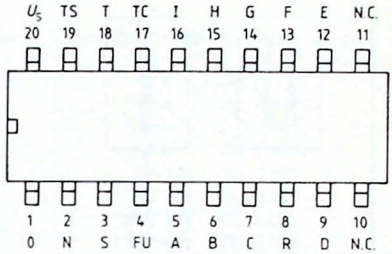
■ nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

SAB 0529



SAB 0529 G

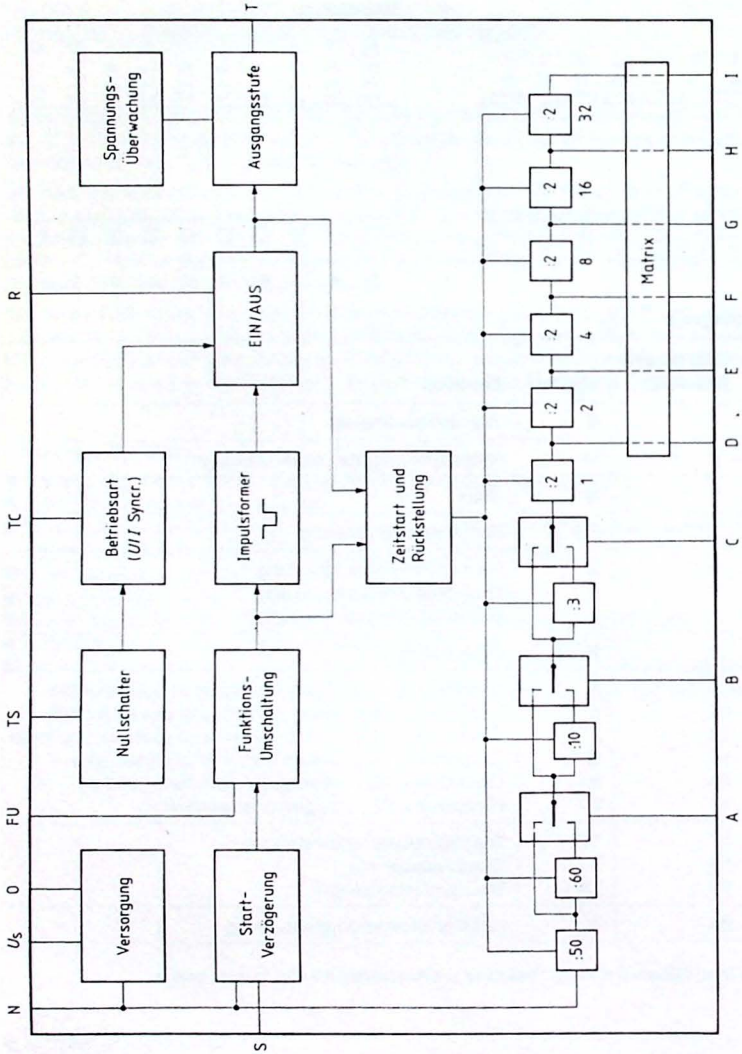


Anschlußbelegung

SAB 0529 Anschluß	SAB 0529 G Anschluß	Symbol	Funktion
1	1	0	Schaltkreis-Masse
2	2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	3	S	Start
4	4	FU	Funktionsumschaltung
5	5	A	Grundzeit-Programmierung
6	6	B	Grundzeit-Programmierung
7	7	C	Grundzeit-Programmierung
8	8	R	Rückstellen
9	9	D	Grundzeit x 1
10	12	E	Grundzeit x 2
11	13	F	Grundzeit x 4
12	14	G	Grundzeit x 8
13	15	H	Grundzeit x 16
14	16	I	Grundzeit x 32
			Diese Wertigkeiten gelten für die Grundausführung des SAB 0529. Durch Maskenprogrammierung kann jedem dieser Anschlüsse eine Wertigkeit zwischen 1 und 63 zugeordnet werden.
15	17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	18	T	Triacansteuerung
17	19	TS	Triacsynchronisation
18	20	U_S	positive Versorgungsspannung

Beim P-DSO-20-L Gehäuse (SAB 0529 G) sind die Anschlüsse 10 und 11 nicht belegt.

Blockschaltbild



Funktionsbeschreibung

Durch Teilen der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50, 1:60, 1:10 und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	max. Zeit bei 50-Hz-Netzfrequenz	
1	L	L	L	1 s	63 s	(ca. 1 min)
2	L	L	H	3 s	189 s	(ca. 3 min)
3	L	H	L	10 s	630 s	(10,5 min)
4	L	H	H	30 s	1890 s	(31,5 min)
5	H	L	L	1 min	63 min	(ca. 1 h)
6	H	L	H	3 min	189 min	(ca. 3 h)
7	H	H	L	10 min	630 min	(10,5 h)
8	H	H	H	30 min	1890 min	(31,5 h)

L- und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H = U_S

Die Grundzeit des eingestellten Zeitbereichs wird in den Flipflops 1, 2, 4, 8, 16, 32 mit der entsprechenden Wertigkeit multipliziert.

Die Verzögerungszeit am Ausgang T ergibt sich durch Verbinden des entsprechenden Anschlusses D bis I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

Beispiel:

Netzfrequenz = 50 Hz; eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

Maskenprogrammierung der Matrix

Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen (Größenordnung 50.000 Stück) können in der Matrix durch Programmieren einer Maske den Anschlüssen D bis I jeweils Wertigkeiten zwischen 1 und 63 zugeordnet werden. Damit stehen an diesen Anschlüssen dem Anwendungsfall individuell angepaßte Verzögerungszeiten zur Verfügung, die z. B. über einen einfachen Stufenschalter anwählbar sind.

In diesem Fall ist es allerdings nicht immer möglich, daß sich die Verzögerungszeiten addieren, wenn mehrere Anschlüsse von D bis I mit R verbunden werden.

Beispiel:

Es sollen die Verzögerungszeiten 3 s, 6 s, 9 s, 12 s, 15 s und 18 s bei einer Netzfrequenz von 50 Hz realisiert werden.

Mit der Grundausführung des SAB 0529 wären dafür folgende Leitungsverbindungen herzustellen (z. B. über einen Codierschalter)

Zeitbereich 2, Grundzeit	3 s:	A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
	3 s:	D–R
	6 s:	E–R
	9 s:	D–E–R
	12 s:	F–R
	15 s:	D–F–R
	18 s:	E–F–R

Mit einer Maskenprogrammierung würden die notwendigen Verbindungen der Anschlüsse D bis I intern in der Matrix realisiert, so daß die Anwahl der Verzögerungszeiten mit einem einfachen Stufenschalter nach R erfolgen kann:

Zeitbereich 2, Grundzeit	3 s:	A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
z. B.	3 s:	D – R
	6 s:	E – R
	9 s:	F – R
	12 s:	G – R
	15 s:	H – R
	18 s:	I – R

Das **Rückstellen** während des Zeitablaufs erfolgt durch Unterbrechen der Verbindung zu R oder durch Anlegen von High-Potential an R (in letzterem Fall ist ein Schutzwiderstand zwischen R und D ... I erforderlich, da diese Anschlüsse nicht kurzschlußfest gegen U_S sind) oder durch Aus- und Einschalten von U_S.

Anwendungshinweis

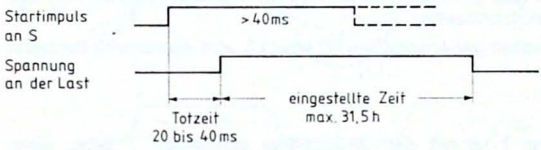
Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D ... I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 ein geeigneter Kondensator zu schalten.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt" und es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0-Potential liegt.

Der SAB 0529 gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

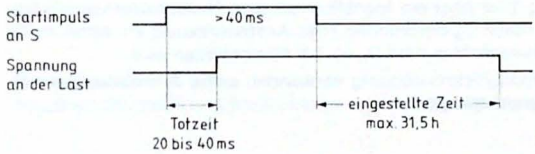
1. die **„Einschaltwischfunktion"** nach DIN 46120.

   Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der steigenden Flanke am Starteingang S „ein" und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus", und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses.



2. die **„Rückfallverzögerung"** nach DIN 46120.

   Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein". Die fallende Flanke an S löst den Zeitablauf aus. Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist.



Der Starteingang S hat, bezüglich seiner positiven Schaltflanke, als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms, je nach Phasenlage des 50-Hz-Netzes.

Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar.**

Funktionsumschaltung

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

Triac-Stufe

Der Anschluß TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters. Er dient zum Synchronisieren des Ausgangs T (offener Kollektor) mit der Lastspannung oder dem Laststrom. Bei $U_S < 3$ V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion:

- zum Umschalten von TS auf Spannungssynchronisation
- zum Einstellen der Breite des Triac-Ansteuerimpulses (durch Anschließen eines Kondensators C_e an TC) bei Stromsynchronisation.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

Betriebsart 1

TC an U_S: Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn $U_S - 1{,}3\text{ V} \leq U_{TS} \leq U_S + 1{,}3\text{ V}$.

Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 1** (Betrieb von ohmschen Lasten) und **Impulsdiagramm.**

Betriebsart 2

TC über C_e an Q: Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch C_e bestimmten Triac-Ansteuerimpuls ab, wenn an TS $U_S - 1{,}3$ V unterschritten oder $U_S + 1{,}3$ V überschritten wird.

Wird bei Stromsynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 2 und Impulsdiagramm.**

Betriebsart 3

TC und TS an U_S: Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls.

Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triac verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen), oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird **(s. Anwendungsschaltungen 3, 4, 5).**

Betrieb mit Netzspannung

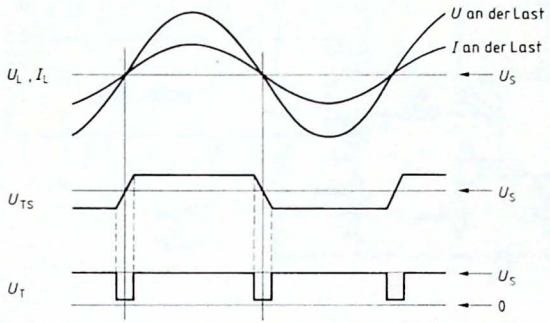
Zur Spannungsversorgung vom Netz dienen ein Vorwiderstand R_V und ein Ladekondensator C_L. Wird in Serie zu R_V eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine *RC*-Kombination verwendet werden **(s. Anwendungsschaltung 6).**

Betrieb mit Gleichspannung

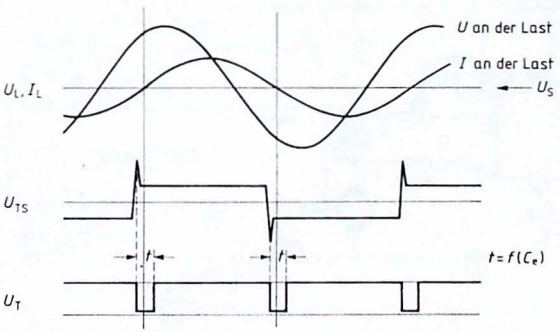
Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden **(s. Anwendungsschaltung 4 und 5).**

Impulsdiagramme zu den Triac-Betriebsarten 1 und 2

Betriebsart 1
Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an U_S)

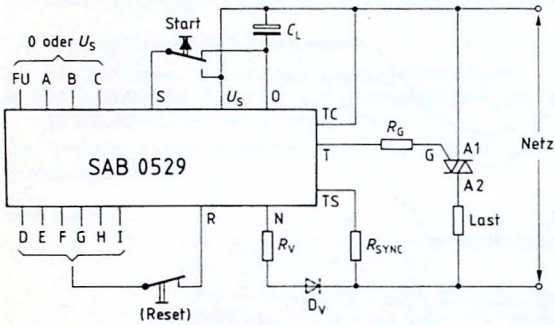


Betriebsart 2
Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität C_e an TC)

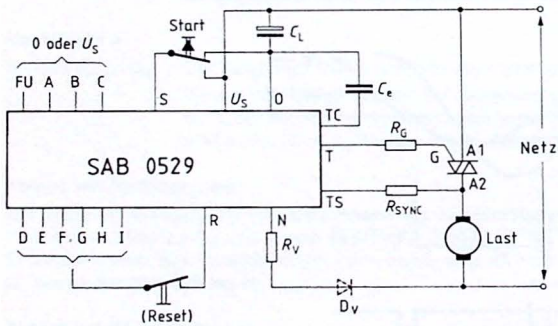


Anwendungsschaltungen

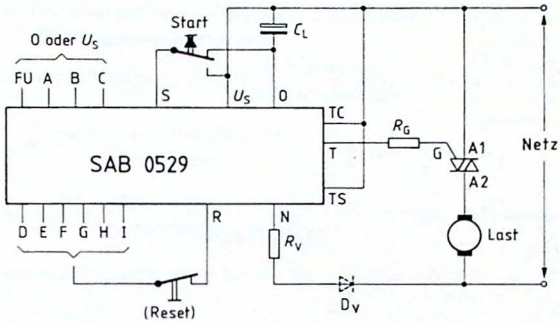
1. Betrieb von ohmschen Lasten



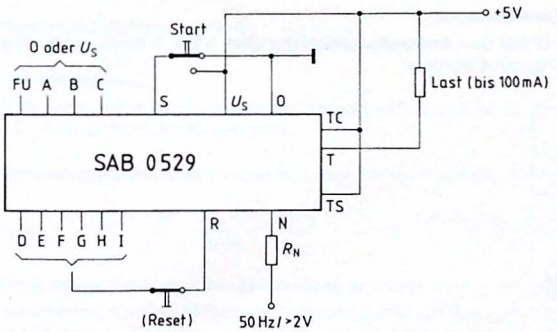
2. Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten



3. Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung

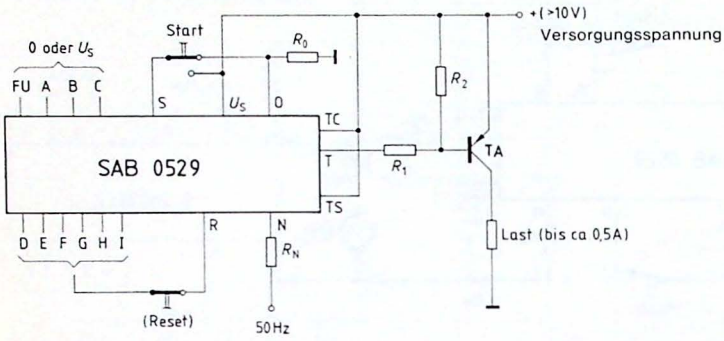


4. Betrieb mit 5-V-Gleichspannung



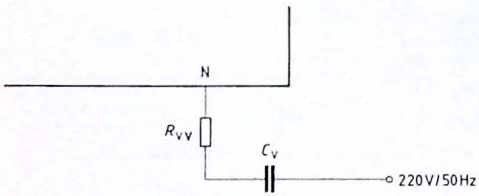
Hinweis: Die in den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** enthaltene Diode D ist nicht unbedingt notwendig. Durch diese Diode kann aber die Verlustleistung an R_V halbiert werden.

5. Betrieb mit Gleichspannung > 10 V (Begrenzung nur durch TA)



6. Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand

Anstelle von R_V bzw. R_V und D bei den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** kann auch eine Reihenschaltung von R und C benützt werden.



Hinweis: Die in den **Anwendungsschaltungen 1 bis 5** enthaltene Reset-Taste ist nur bei Bedarf notwendig.

Dimensionierung der Anwendungsschaltungen

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets im 2. und 4. Quadranten (negativer Zündstrom).

Zündimpulslänge Z: $Z = \frac{5 \cdot \text{Haltestrom}}{\text{effektiver Laststrom}}$ (ms); gilt für $Z \leq 1$ ms

$$R_G = \frac{U_S - U_{QTL}\text{-Zündspannung}}{\text{Zündstrom}}$$

$$R_V = \frac{0{,}5 \cdot \text{effektive Netzspannung} - U_S}{I_S + \text{gemittelter Zündstrom}}$$ (mit oder ohne Diode D)

$$\text{gemittelter Zündstrom} = \text{Zündstrom} \cdot \frac{Z}{10}$$ (Z in ms)

Verlustleistung an R_V:

$$\text{(ohne Diode D)} = \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$\text{(mit Diode D)} = 0{,}5 \cdot \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$C_L = 20 \cdot \frac{\text{effektive Netzspannung}}{R_V}$$ (µF, V, kΩ)

(Restwechselspannung an $U_S \leq 0{,}5\ V_{SS}$)

Anmerkung zu C_L:

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist C_L entsprechend größer zu wählen (ca. 1000 µF für ≤ 5 s Netzausfall).

Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last):

$$R_{SYNC} = \frac{0{,}22\ Z \cdot \text{eff. Netzspannung} - 1{,}3}{0{,}04} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4}$$ (kΩ, V, mA, ms)

Anmerkung zur Anwendungsschaltung 1

In die Formel für die überschlägige Berechnung von R_{SYNC} wurde ein mittleres I_{TS} von 0,04 mA eingesetzt.

Da I_{TS}+ und I_{TS}− Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten R_{SYNC} für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

Um den Einfluß dieser Toleranzen zu verringern, kann man zwischen U_S und TS einen Widerstand legen, der einen zu I_{TS} zu addierenden konstanten Strom von

$\frac{U_{TS}}{R}$ erzeugt. Zu beachten ist allerdings ein $TK = -4$ mV/K bei U_{TS}.

Anwendungsschaltung 2 (Stromsynchronisierung)

$C_e = 22 \cdot Z$ (nF, ms)

$$R_{SYNC} \geq \frac{\text{max. Durchlaßspannung} - 1{,}3}{I_{TSmin}}$$

$$R_{SYNC} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4}$$

Der größte Wert gilt (kΩ, V, mA)

$$R_{SYNC} \leq \frac{\text{Triggerspannung} - 1{,}3}{I_{TSmax}} \quad \text{(kΩ, V, mA)}$$

Anmerkung zur Anwendungsschaltung 2

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triacs, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang.

Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störamplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung" abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des R_{SYNC} festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

Anwendungsschaltung 3

Dimensionierung von R_V, R_G und C_L wie zu Beginn dieses Abschnitts.

Anwendungsschaltung 4

$R_N \approx 15 \cdot$ Wechselspannung (50 Hz) (kΩ, V_{eff})

Anwendungsschaltung 5

R_N siehe oben. Die Wechselspannung für die Zeitbasis muß größer als (Versorgungsspannung −4,8 V) sein.

$$R_0 = \frac{\text{Versorgungsspannung} - 6{,}8\ \text{V}}{I_S + I_{R1}} \qquad I_{R1} = I_{B(TA)} + I_{R2}$$

$$R_1 = \frac{6{,}8\ \text{V} - U_{QTL} - U_{B(TA)}}{I_{R1}} \qquad I_{R2} \approx 0{,}05\ I_{B(TA)}$$

$$R_2 = \frac{U_{B(TA)}}{I_{R2}}$$

Anwendungsschaltung 6

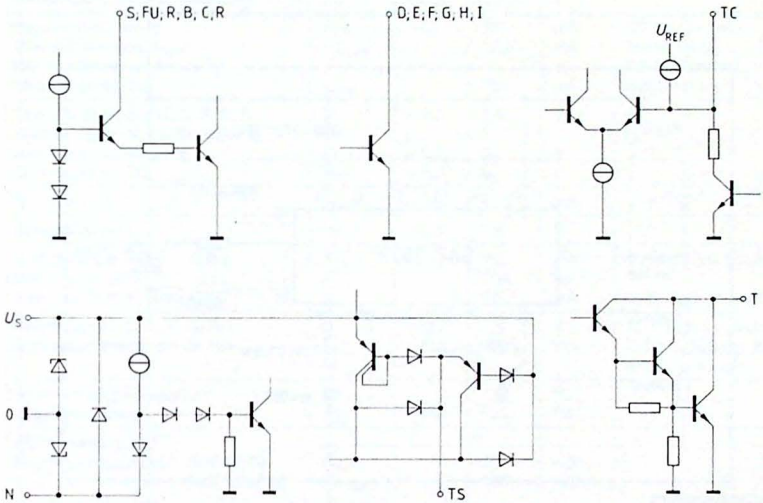
$$C_V = \frac{3{,}5}{R_V} \quad (\mu F, k\Omega)$$

$$R_{VV} = 0{,}2\ R_V$$

gilt für 50 Hz

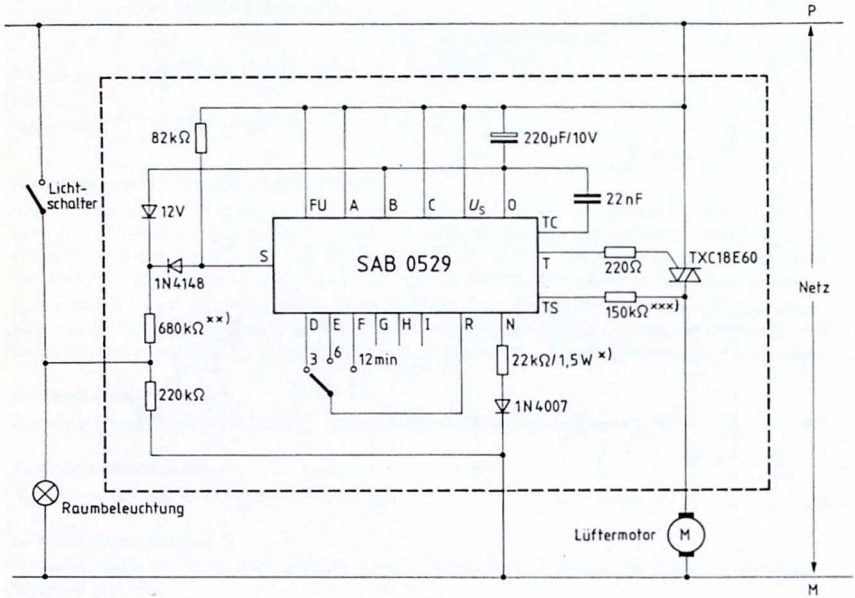
Zur Begrenzung des Einschaltstroms muß $R_{VV} \geq 0{,}2\ R_V$ sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse



Anwendungsbeispiel

Zeitsteuerung für einen Lüftermoter, einstellbar auf 3,6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit



*) für AC 220 V; 10 kΩ für AC 110 V;
**) für AC 220 V; 330 kΩ für AC 110 V;
***) für AC 220 V; 82 kΩ für AC 110 V;
} (hochspannungsfest)

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung	U_S	−0,3	5,5	V	
Spitzenstrom an N	$I_{N\,S}$	−35	35	mA	50-Hz-Betrieb,
Gleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_{N\,eff}$		12,5	mA	dabei ist $U_S \leq$ 7,5 V
Wechselstrom an N bei Stromeinprägung	$I_{N\,eff}$		25	mA	50-Hz-Betrieb, dabei ist $U_S \leq 7{,}5$ V
Spannung an S, FU, A, B, C, R	U	−0,3	7,5	V	
Spannung an N, bei Benutzung von N als Takteingang	$U_{N\,T}$	−0,3	U_S	V	
Spannung an TC	U_{TC}	−0,3	U_S	V	
Strom an TS	I_{TS}	−4	4	mA	
Spannung an T	U_T	−0,3	7,5	V	
Spitzenstrom in T	$I_{T\,S}$		150	mA	1 ms (10 ms Pause)
Dauerstrom in T	I_T		100	mA	
Strom in D, E, F, G, H, I	I		0,5	mA	D, E, F, G, H, I leitend
Spannung an D, E, F, G, H, I	U	−0,3	7,5	V	D, E, F, G, H, I nicht leitend
Kurzzeitspitzenstrom an N	$I_{N\,S}$	−350	350	mA	0,3 ms (100 ms Pause) mit $C_L > 40\ \mu F$
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung SAB 0529	$R_{th\,SU}$		70	K/W	
SAB 0529 G	$R_{th\,SU}$		105	K/W	

Alle Spannungen beziehen sich auf Anschluß 0, wenn nicht anders angegeben.

Funktionsbereich

Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung Gleichstromeinprägung oder Wechselstromeinprägung an N**)	U_S	4,5	5,5	V	Spannung zwischen Anschluß 0 und U_S
Betriebsgleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_N$	2,5*)	12,5	mA	s. Anwendungsschaltg.
Betriebswechselstrom an $N_{(eff)}$	$I_{N\,eff}$	5*)	25	mA	s. Anwendungsschaltg.
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C	

*) Nur Betriebsstrom für IC, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N. (Die IC kann mit Gleich- oder Wechselstrom betrieben werden; siehe auch Anwendungsschaltungen).

**) Die Spannung zwischen 0 und U_S liegt bei Wechselstromeinprägung zwischen 5,5 V und 7,0 V, bei Gleichstromeinprägung zwischen 6,0 V und 7,5 V. Die Funktion ist jedoch auch gewährleistet, wenn U_S auf 4,5 V absinkt (z. B. infolge Welligkeit an U_S bei Wechselstromspeisung).

Kenndaten

$U_S = 4{,}5$ V bis $\leq 5{,}5$ V (7,5 V*), $T_U = 0$ °C bis +70 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom an U_S bzw. N	I_S	$I_S = -I_N$		1,4	2,5	mA
U_S bei Stromeinprägung an N:						
Wechselstromeinprägung	U_S	$I_{N\,eff} = 5$ mA	5,5	6,2	7,0	V
Gleichstromeinprägung	U_S	$-I_N = 2{,}5$ mA	6,0	6,8	7,5	V
Schaltschwelle an:						
A, B, C, S, FU, R	$U_{A\ldots}$		0,3	0,6	1	V
N (wenn N Takteingang ist)	U_N		0,6	1,2	2	V
TC	U_{TC}			3,5	4,5	V
TS (für Spannungen $> U_S$)	$U_{TS}+$			$U_S+1{,}3$		V
TS (vfür Spannungen $< U_S$)	$U_{TS}-$			$U_S-1{,}3$		V
L-Eingangsstrom an:						
A, B, C, S, FU, R	$-I_{I\,L}$	$U_{A\ldots} = 0$ V			20	µA
N (wenn N Takteingang ist)	$-I_{I\,NL}$	$U_N = 0$ V			40	µ
H-Eingangsstrom an:						
S, B, C, S, FU, R	$I_{I\,H}$	$U_{A\ldots} = U_S \leq 5{,}5$ V			20	µA
N (wenn N Takteingang ist)	$I_{I\,NH}$	$U_N = U_S$			10	µA
TC	$I_{I\,TCH}$	$4{,}5\text{ V} \leq U_{TC} \leq U_S$			50	µA
pos. Umschaltstrom an TS	$I_{TS}+$	$U_{TS} = U_{TS}+$	27	45	81	µA
neg. Umschaltstrom an TS	$I_{TS}-$	$U_{TS} = U_{TS}-$	18	30	54	µA
L-Spannung an D, E, F, G, H, I	U_L	$I_L = 0{,}5$ mA			0,3	V
Sperrstrom an D, E, F, G, H, I	I_H				1	µA
L-Ausgangsspannung an T	$U_{Q\,TL}$	$I_T =$ 1 mA		1,5	1,8	V
		$I_T =$ 10 mA		1,6	2	V
		$I_T = 100$ mA		1,8	2,3	V

*) bei Stromeinprägung an N

Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0530	Q67000-H8403	P-DIP-18
SAE 0531	Q67000-H8431	P-DIP-18

SAE 0530 für 50-Hz-Netzfrequenz
SAE 0531 für 60-Hz-Netzfrequenz

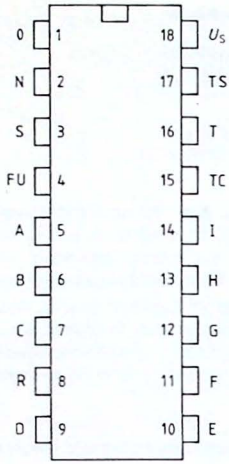
Mit dem Langzeit-Timer können (bei 50-Hz bzw. 60-Hz-Netzfrequenz) Verzögerungszeiten zwischen 1 s und 31,5 h eingestellt werden. Er dient u. a. zur Ansteuerung von Triacs am Wechselstromnetz: Die Stromversorgung kann aus dem Netz oder aus einer Gleichspannungsquelle erfolgen. Als Zeitbasis wird die Netzfrequenz verwendet.

Der Langzeit-Timer ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

Eigenschaften

- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-/60-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für induktive und kapazitive Lasten möglich
- Triac-Zündstrom bis 150 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- Retriggerbare Einschalt- oder Ausschaltverzögerung
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 s bis 31,5 h
- Erweiterter Temperaturbereich −25 °C bis +85 °C

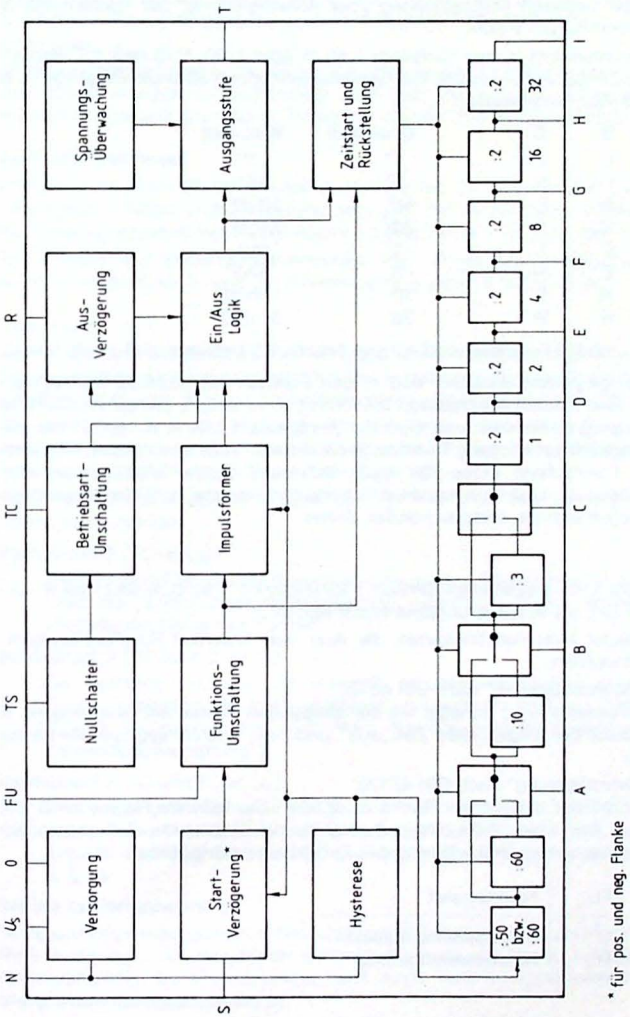
Anchlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0	Schaltkreis Masse
2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	S	Start
4	FU	Funktionsumschaltung
5	A	Grundzeit Programmierung
6	B	Grundzeit Programmierung
7	C	Grundzeit Programmierung
8	R	Rückstellen
9	D	Grundzeit x 1
10	E	Grundzeit x 2
11	F	Grundzeit x 4
12	G	Grundzeit x 8
13	H	Grundzeit x 16
14	I	Grundzeit x 32
15	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	T	Triacansteuerung
17	TS	Triacsynchronisation
18	U_S	Pos. Versorgungsspannung

Blockschaltbild



Schaltungsbeschreibung

An N wird der Zeittakt angelegt (Netzspannung über Vorwiderstand). Der Takteingang N weist eine Hysterese von ca. 0,5 V auf.

Durch Teilung der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50 (1:60)[1], 1:60, 1:10 und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	Max. Zeit
1	L	L	L	1"	1'3"
2	L	L	H	3"	3'9"
3	L	H	L	10"	10'30"
4	L	H	H	30"	31'30"
5	H	L	L	1'	1h3
6	H	L	H	3'	3 h9'
7	H	H	L	10'	10h30'
8	H	H	H	30'	31 h30'

L und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H = U_S

Die Grundzeit des eingestellten Bereichs wird in den Flipflops 1,2,4,8,16,32 jeweils verdoppelt. Die Flipflops sind mit den Anschlüssen D,E,F,G,H,I, so verknüpft, daß die Anschlüsse eine bestimmte Wertigkeit bekommen und zwar die Wertigkeiten 1, 2, 4, 8, 16, 32. Die gewünschte Verzögerungszeit am Ausgang T wird nach der Formel: Verzögerungszeit = Grundzeit x Wertigkeit D...I berechnet. Diese Zeit ergibt sich dann durch Verbinden der entsprechenden Anschlüsse D...I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere der Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

Beispiel

Netzfrequenz = 50 (60)[1] Hz; eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

Der Schaltkreis gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

1. die sog. **„Einschaltwischfunktion"** nach DIN 46120.
   Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der **steigenden Flanke** am Starteingang S „ein" und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus", und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses.
2. die sog. **„Rückfallverzögerung"** nach DIN 46120.
   Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein". Die **fallende Flanke** an S löst den Zeitablauf aus. Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist. Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar.**

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

[1]) Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

Der Starteingang S hat als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms (1/60 bis 1/30 s)*, je nach Phasenlage des 50 (60)[1] Hz-Netzes. Ein interner Pull-up Widerstand sowie Abfangdioden gegen pos. und neg. Spannungen sind vorhanden.

Die **Rückstellung** während laufender Zeit erfolgt durch Unterbrechnung der Verbindung zu R oder durch Anlegen von H-Potential an R oder durch Aus- und Einschalten von U_S. Der Rückstelleingang R ist mit einer Totzeit von 40 ms (1/30 s)[1] ausgestattet.

Anwendungshinweis

Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 eine geeignete Kapazität zu schalten, wenn die Unterbrechung > 40 ms (1/30 s)[1] ist.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt". Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0 liegt. Ein Zeitstart erfolgt, wenn S auf U_S liegt.

Triac-Stufe

TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters und dient zur Synchronisierung des Ausgangs T mit der Lastspannung oder dem Laststrom. (T = offener Kollektor-Ausgang). Bei $U_S < 3$ V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion. Er dient zur Umschaltung von TS auf Spannungssynchronisierung und zum Anschluß einer äußeren Kapazität zur Einstellung der Breite des Triacansteuerimpulses bei Stromsynchronisierung.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

Betriebsart 1 (TC an U_S):

Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn $U_S - 1{,}3\,V \leq U_{TS} \leq U_S + 1{,}3\,V$. Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 1** (Betrieb von ohmschen Lasten).

Betriebsart 2 (TC über C_e an 0):

Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch C_e bestimmten Ansteuerimpuls ab, wenn an TS $U_S - 1{,}3$ V unterschritten oder $U_S + 1{,}3$ V überschritten wird. Wird bei Stromsynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 2.**

Betriebsart 3 (TC und TS an U_S):

Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls. Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triacs verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen), oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird **(siehe Anwendungsschaltungen 3, 4, 5).**

Betrieb mit Netzspannung

Zur Spannungsversorgung vom Netz dient ein Vorwiderstand R_V und ein Ladekondensator C_L. Wird in Serie zu R_V eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine RC-Kombination verwendet werden **(siehe Anwendungsschaltung 6).**

[1] Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

Betrieb mit Gleichspannung

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden **(siehe Anwendungsschaltung 4 und 5).**

Anmerkungen

Allgemein gilt

Um bessere Störsicherheit zu erreichen, sind nicht beschaltete Anschlüsse D bis I auf 0 zu legen.

Anmerkung zu C_L

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist C_L entsprechend größer zu wählen.

Anmerkung zu Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisation für ohmsche Last)

In die Formel für die überschlägige Berechnung von R_{SYN} wurde ein mittleres I_{TS} von 0,025 mA eingesetzt. Da I_{TS+} und I_{TS-} Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten R_{SYN} für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

Anmerkung zu Anwendungsschaltung 2

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triac, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang. Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störamplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung" abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des R_{SYN} festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

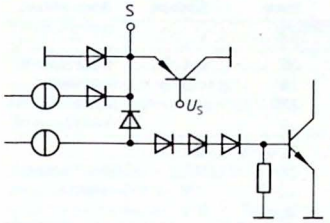
Anmerkung zu Anwendungsschaltung 6

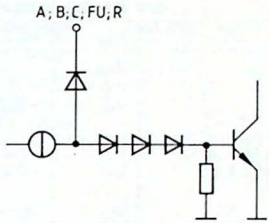
Zur Begrenzung des Einschaltstromes muß $R_{VV} \geq 0{,}2\ R_V$ sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

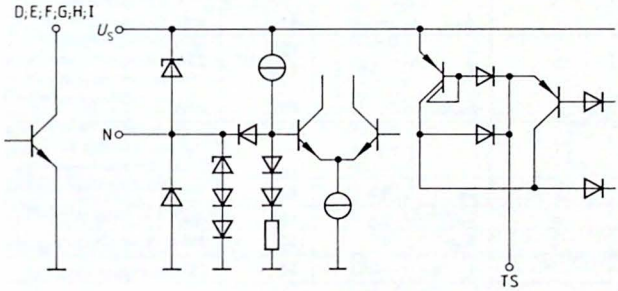
Dimensionierung der Anwendungsschaltungen

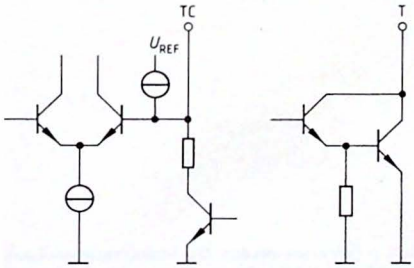
Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 Hz bzw. 60 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets in 2. und 3. Quadranten (negativer Zündstrom).

Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse









Grenzdaten

$T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit.	Anmerkung
Speisespannung[1])	U_S	−0,3	5,5	V	
Wechselstrom an N[2]) Gleichstrom aus N[2]) Spitzenstrom an N[2])	I_{Neff} $-I_N$ I_{NSp}	 −200	35 18 200	mA mA mA	Effektivwert Mittelwert 2 ms, 100 ms Pause
Spannung an A, B, C, FU, N, R, S, TC Spannung an D, E, F, G, H, I, T Spannung an TS	U_A... U_D... U_{TS}	−0,3 −0,3 $U_S-0,7$	$U_S+0,3$ 20 $U_S+0,7$	V V V	 D...T nicht leitend
Strom in D, E, F, G, H, I Strom an S[3]) Dauerstrom in T Spitzenstrom in T Strom an TS	I_D... I_{nS} I_T I_{TSp} I_{TS}	 −2 −4	0,5 2 100 150 4	mA mA mA mA mA	D...I leitend T leitend 1 ms / 10 ms Pause
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur Wärmewiderstand System-Umgebung	T_j T_{stg} $R_{th\,SU}$	 −55 	125 125 70	°C °C K/W	

Funktionsbereich

Speisespannung[4])	U_S	4,5	5,5	V	
Speisegleichstrom[4]) Speisewechselstrom[4])	$-I_N$ I_{Neff}	2,5 5	18 35	mA mA	[5]) [5])
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C	

Anmerkungen

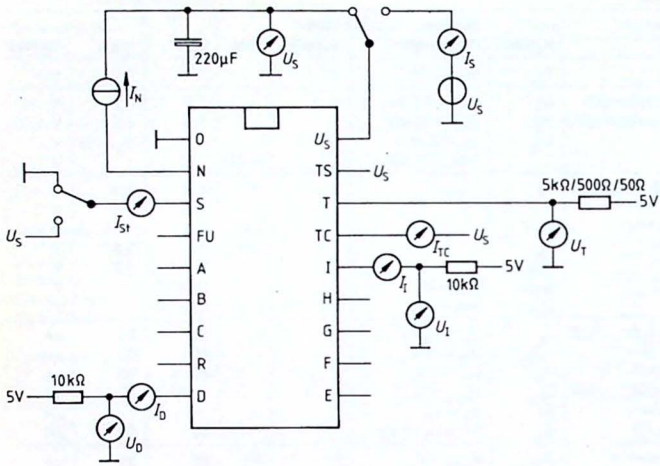
1) Bei Spannungseinprägung an U_S
2) Stromeinprägung an N
3) Bei Spannungseinprägung an S
4) Der IC kann mit Spannungs- oder Stromeinprägung betrieben werden. Bei Spannungseinprägung an U_S darf die angelegte Spannung zwischen 0 und U_S max. 5,5 V betragen! (Siehe auch Grenzdaten). Bei Gleich- oder Wechselstromeinprägung an N wird U_S intern begrenzt und liegt dann zwischen 6 und 8,2 V (typ. 7,5 V). Die Funktion ist jedoch gewährleistet, wenn U_S auf 4,5 V absinkt.
5) Nur Betriebsstrom für IC, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N.

Kenndaten
$U_S = 5{,}5$ V; $T_U = +25$ °C

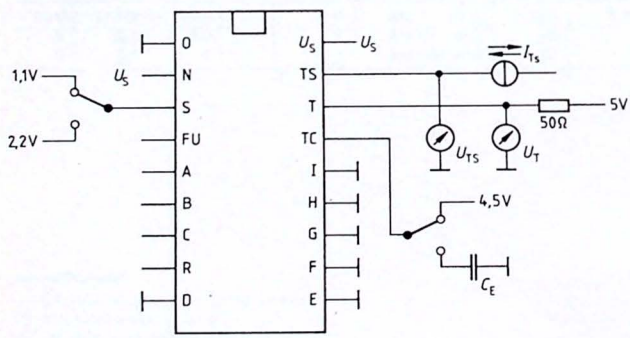
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom[1]	I_S	$U_{IS} = 0$ V	1		1,5	2,5	mA
U_S (Gleichstromeinprägung)[2]	U_S	$-I_N = 2{,}5$ mA	1		7,5	8,2	V
U_S (Wechselstromeinprägung)[2]	U_S	$I_{Neff} = 5$ mA	1		7,5	8,2	V
Spannung an S[3]	U_{IS}	$I_{IS} = 2$ mA				$U_S + 0{,}9$	V
		$-I_{IS} = 2$ mA		−0,9			V
Schaltschwelle an A,B,C,S,FU,R	$U_{A...}$		2	1,1	1,8	2,2	V
H-Schaltschwelle an N[4]	U_N		2		1,8	2,4	V
L-Schaltschwelle an N[4]	U_N		2	0,8	1,3		V
Schalthysterese an N	U_{HY}		2	0,4	0,5	0,9	V
Schaltschwelle an TC	U_{TC}		2		3,4	4,5	V
Schaltschwelle an TS	U_{TS+}	$U_{TS} > U_S$	2		$U_S + 1{,}3$		V
	U_{TS-}	$U_{TS} < U_S$	2		$U_S - 1{,}3$		V
L-Eingangsstrom an A,B,C,FU,R	$I_{A...}$	$U_{A...} = 0$ V	1		20	30	µA
L-Eingangsstrom an S	$-I_{IS}$	$U_{IS} = 0$ V	1		60	90	µA
L-Eingangsstrom an N[4]	$-I_N$	$U_N = 0$ V	1		40	60	µA
H-Eingangsstrom an A,B,C,S,FU,R	$I_{A...}$	$U_{A...} = U_S$	1			1	µA
H-Eingangsstrom an N[4]	I_N	$U_N = U_S$	1			1	µA
H-Eingangsstrom an TC	I_{TC}	$4{,}5 \le U_{TC} \le U_S$	1		20	40	µA
pos. Umschaltstrom an TS	I_{TS+}	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	µA
pos. Schalthysterese an TS	I_{Hy+}	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	µA
neg. Umschaltstrom an TS	I_{TS-}	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	µA
neg. Schalthysterese an TS	I_{Hy-}	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	µA
L-Spannung an D,E,F,G,H,I	$U_{D...}$	$I_{D...} = 0{,}5$ mA	1		0,2	0,4	V
H-Sperrstrom an D,E,F,G,H,I	$I_{D...}$		1			1	µA
L-Ausgangsspannung an T	U_Q	$I_T = 1$ mA	1		0,7	1,1	V
	U_Q	$I_T = 10$ mA	1		0,8	1,2	V
	U_Q	$I_T = 100$ mA	1		1	1,5	V

[1]) bei Spannungseinprägung an U_S
[2]) bei Stromeinprägung an N
[3]) bei Stromeinprägung an S
[4]) wenn N Takteingang ist

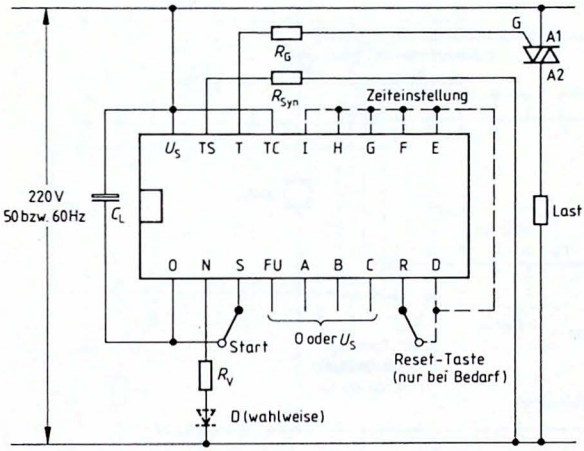
Meßschaltung 1



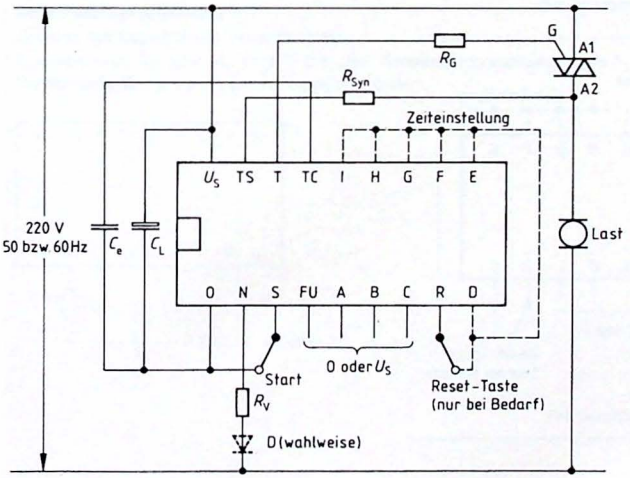
Meßschaltung 2



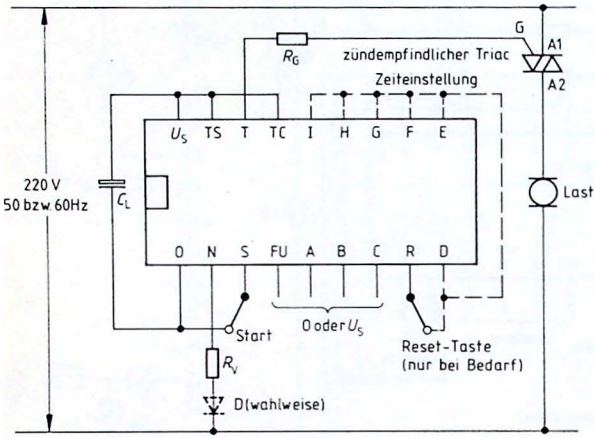
Anwendungsschaltung 1
Betrieb von ohmschen Lasten



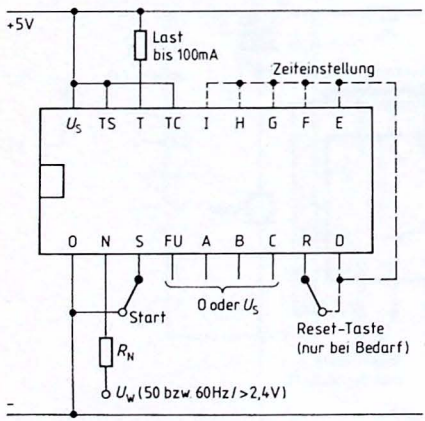
Anwendungsschaltung 2
Betrieb von ohmschen, kapazitiven und induktiven Lasten



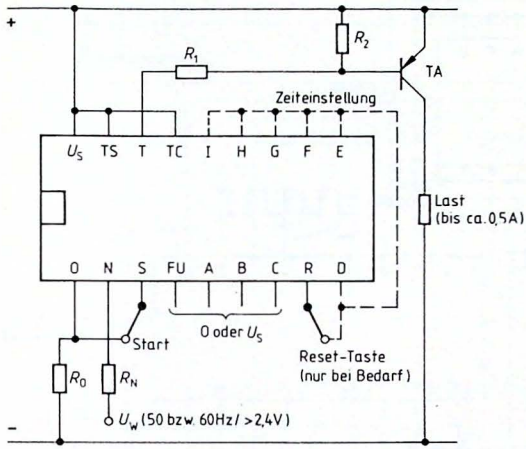
Anwendungsschaltung 3
Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung



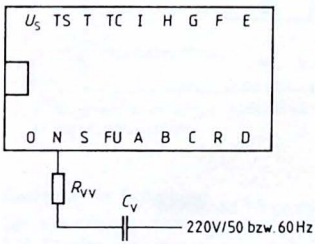
Anwendungsschaltung 4
Betrieb mit 5-V-Gleichspannung



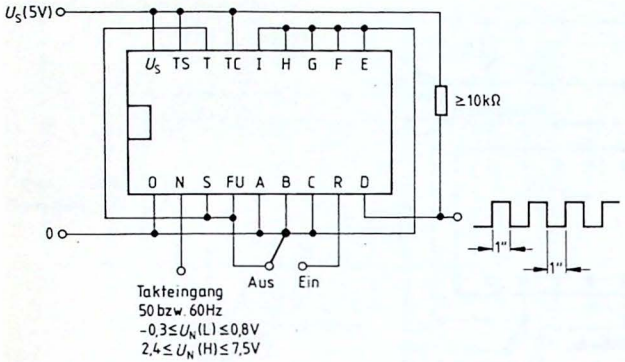
Anwendungsschaltung 5
Betrieb mit Gleichspannung > 5,5 V



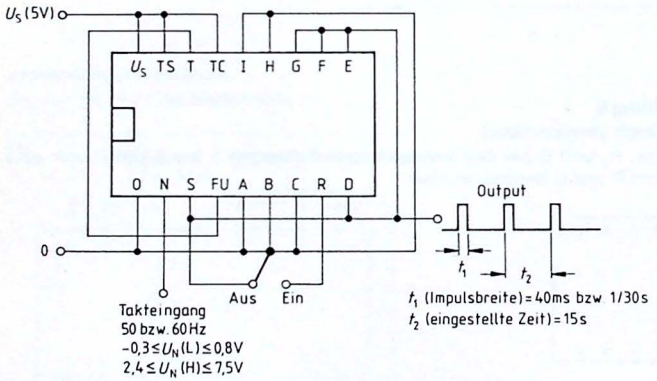
Anwendungsschaltung 6
Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand
Anstelle von R_V bzw. R_V und D bei den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** kann auch eine Reihenschaltung von R und C benützt werden.



Anwendungsschaltung 7
Rechteckgenerator



Anwendungsschaltung 8
Impulsgeber



Anmerkung

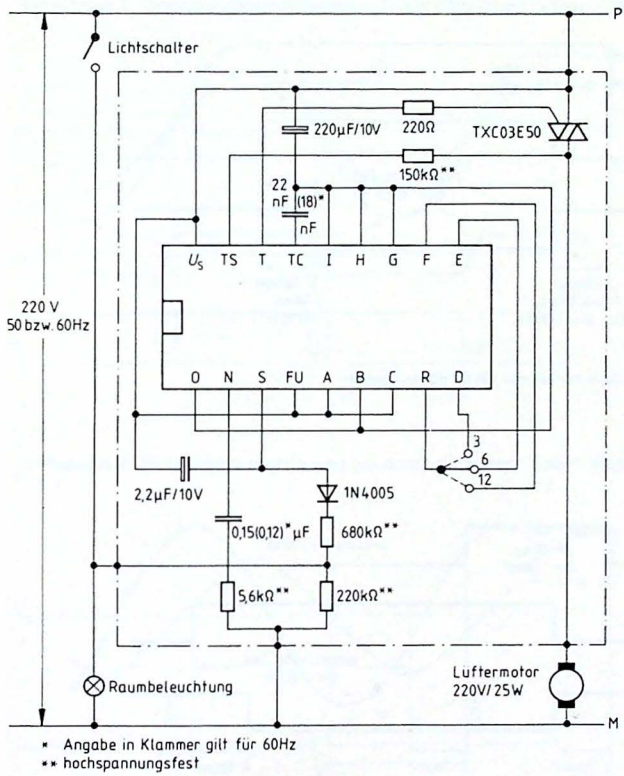
Die Impulsbreite t_1 wird nur von der Taktfrequenz f am Eingang FT bestimmt:

$$t_1 = 2/f = 2/50 \text{ (bzw. } 2/60) = 40 \text{ ms (bzw. } 1/30 \text{ s)}$$

Gleich nach dem Einschalten kann der erste Impuls t_1 und dementsprechend die erste Periode t_2 bis zu 20 ms bzw. 1/60 s kürzer sein (je nach Phasenlage des 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzes.

Nach dem Einschalten wird der Ausgang T leitend und bleibt während des ganzen Betriebs auf L-Potential.

Anwendungsschaltung 9
Zeitsteuerung für eine Lüftung, einstellbar auf 3, 6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit



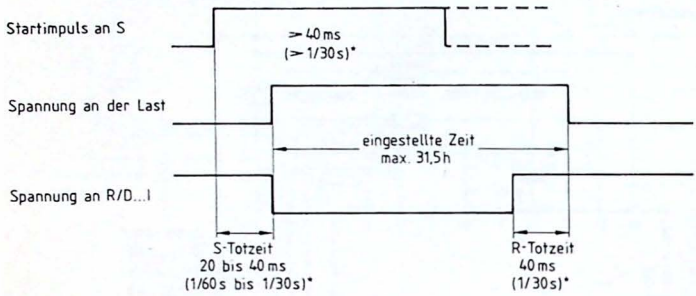
* Angabe in Klammer gilt für 60Hz
** hochspannungsfest

Funktion der Schaltung

Der Lüftermotor läuft mit dem Einschalten der Raumbeleuchtung an und schaltet sich 3 (6, 12) Minuten nach dem Ausschalten der Beleuchtung selbsttätig ab. (Die Dimensionierung der Außenbeschaltung ist unverbindlich und ohne Gewähr).

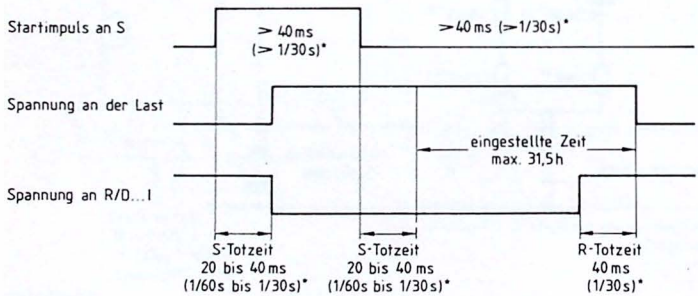
Impulsdarstellung der Zeitbetriebsarten

Einschaltwischfunktion



* Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

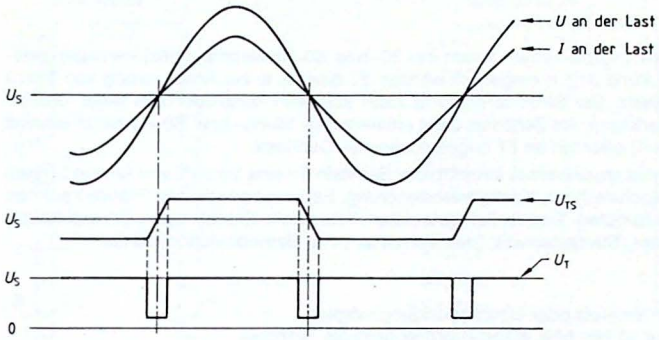
Rückfallverzögerung



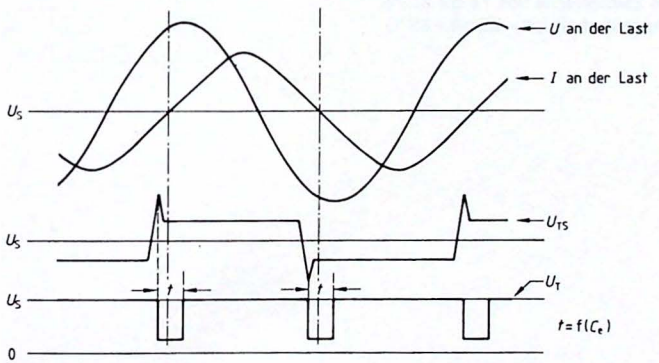
* Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

Impulsdarstellung der Triacbetriebsarten 1 und 2

Betriebsart 1: Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an U_S)



Betriebsart 2: Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität C_e an TC)



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0532	Q67000-H8404	P-DIP-20
SAE 0532 G	Q67000-H8432	P-DSO-20 (SMD)

Mit dem 50-/60-Hz-Langzeit-Timer können (bei 50- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz) Verzögerungszeiten zwischen 1 s und 31,5 h eingestellt werden. Er dient u. a. zur Ansteuerung von Triacs am Wechselstromnetz. Die Stromversorgung kann aus dem Netz oder aus einer Gleichspannungsquelle erfolgen. Als Zeitbasis dient entweder die 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz (FT mit N verbunden) oder ein an FT angeschlossener Oszillator.

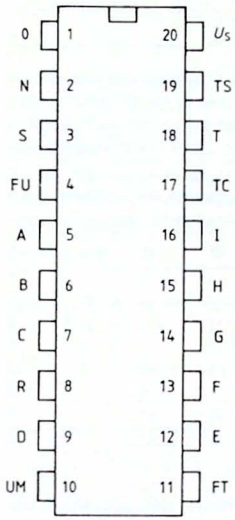
Der Langzeit-Timer ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

Eigenschaften

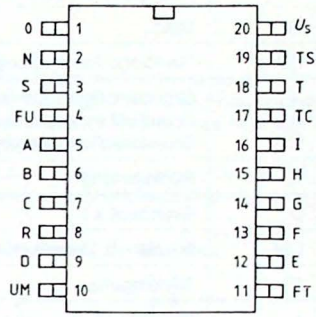
- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannung möglich
- Umschaltbar auf 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für ohmsche, induktive und kapazitive Lasten möglich.
- Triac-Zündstrom bis 100 mA.
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA.
- 2 Funktionsarten, beide retriggerbar
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 s bis 31,5 h.
- Erweiterter Temperaturbereich −25 bis +85 °C

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

SAE 0532



SAE 0532 G



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0	Schaltkreis Masse
2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	S	Start
4	FU	Funktionsumschaltung
5	A	Grundzeit Programmierung
6	B	Grundzeit Programmierung
7	C	Grundzeit Programmierung
8	R	Rückstellung
9	D	Grundzeit x 1
10	UM	50-/60-Hz-Umschaltung
11	FT	Takteingang
12	E	Grundzeit x 2
13	F	Grundzeit x 4
14	G	Grundzeit x 8
15	H	Grundzeit x 16
16	I	Grundzeit x 32
17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
18	T	Triacansteuerung
19	TS	Triacsynchronisation
20	U_S	Pos. Versorgungsspannung

Schaltungsbeschreibung

Mit dem Anschluß UM wird der Vorteiler des Timers umgeschaltet, so daß alle spezifizierten Zeiten für die jeweils gewählte Netzfrequenz gelten.

UM	Netzfrequenz
L	60 Hz
H	50 Hz

An FT wird der Zeittakt angelegt. Normalerweise liefert die Netzfrequenz den Takt. Zu diesem Zweck wird FT mit N verbunden. FT ist als Schmitt-Trigger mit einer Hysterese von ca. 0,5 V ausgebildet, um eine gute Störunterdrückung zu erreichen. Falls das Netz stark gestört ist, empfiehlt sich ein Filter (z. B. RC-Glied) zwischen N und FT.

Durch Teilung der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50/60, 1:60, 1:10, und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	Max. Zeit
1	L	L	L	1"	1' 3"
2	L	L	H	3"	3' 9"
3	L	H	L	10"	10' 30"
4	L	H	H	30"	31' 30"
5	H	L	L	1'	1 h 3'
6	H	L	H	3'	3 h 9'
7	H	H	L	10'	10 h 30'
8	H	H	H	30'	31 h 30'

L und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H = U_S

Die Grundzeit des eingestellten Bereichs wird in den Flipflops 1, 2, 4, 8, 16, 32 jeweils verdoppelt. Die Flipflops sind mit den Anschlüssen D, E, F, G, H, I, so verknüpft, daß die Anschlüsse eine bestimmte Wertigkeit bekommen und zwar die Wertigkeiten 1, 2, 4, 8, 16, 32. Die gewünschte Verzögerungszeit am Ausgang T wird nach der Formel: Verzögerungszeit = Grundzeit x Wertigkeit D...I berechnet. Diese Zeit ergibt sich dann durch Verbinden der entsprechenden Anschlüsse D...I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere der Anschlüsse D bis I, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

Beispiel

Netzfrequenz = 50 Hz (UM = H); eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

Funktionsumschaltung

Der Schaltkreis gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

1. die sog. **„Einschaltwischfunktion"** nach DIN 46120.
   Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der **steigenden Flanke** am Starteingang S „ein" und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus", und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses,
2. die sog. **„Rückfallverzögerung"** nach DIN 46120.
   Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein". Die **fallende Flanke** an S löst den Zeitablauf aus.
   Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist.
   Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar**.

Der Starteingang S hat als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms, (1/60 bis 1/30 s)[1]) je nach Phasenlage des 50-bzw. 60-Hz-Netzes. Ein interner Pull-up Widerstand sowie Abfangdioden gegen pos. und neg. Spannungen sind vorhanden.

Die **Rückstellung** während laufender Zeit erfolgt durch Unterbrechung der Verbindung zu R oder durch Anlegen von H-Potential an R. Der Rückstelleingang R ist mit einer Totzeit von 40 ms (1/30 s)[1]) ausgestattet.

Anwendungshinweis

Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 eine geeignete Kapazität zu schalten, wenn die Unterbrechung > 40 ms (1/30 s)[1]) ist.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt". Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0 liegt. Ein Zeitstart erfolgt, wenn S auf U_S liegt.

Triac-Stufe

TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters und dient zur Synchronisierung des Ausgangs T mit der Lastspannung oder dem Laststrom. (T = offener Kollektor-Ausgang). Bei $U_S < 3$ V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion. Er dient zur Umschaltung von TS auf Spannungssynchronisierung und zum Anschluß einer äußeren Kapazität zur Einstellung der Breite des Triacansteuerimpulses bei Stromsynchronisierung.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

Betriebsart 1 (TC an U_S)

Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn $U_S - 1{,}3\,V \leq U_{TS} \leq U_S + 1{,}3\,V$ ist. Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet **(siehe Anwendungsschaltung 1)**.

Betriebsart 2 (TC über C_e an 0):

Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch C_e bestimmten Ansteuerimpuls ab, wenn an TS $U_S - 1{,}3$ V unterschritten oder $U_S + 1{,}3$ V überschritten wird. Wird bei Stromsynchronisierung verwendet **(siehe Anwendungsschaltung 2).**

Betriebsart 3 (TC und TS an U_S):

Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls. Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triac verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen, oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird **(siehe Anwendungsschaltungen 3, 4, 5)**.

[1]) Angabe in Klammer gilt für 60 Hz

Betrieb mit Netzspannung

Zur Spannungsversorgung vom Netz dient ein Vorwiderstand R_V und ein Ladekondensator C_L. Wird in Serie zu R_V eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine RC-Kombination verwendet werden **(siehe Anwendungsschaltung 6)**.

Betrieb mit Gleichspannung

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden **(siehe Anwendungsschaltung 4 und 5)**.

Anmerkungen

Allgemein gilt

Um bessere Störsicherheit zu erreichen, sind nicht beschaltete Anschlüsse D bis I auf 0 zu legen.

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 bzw. 60 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets in 2. und 3. Quadranten (negativer Zündstrom).

Anmerkung zu C_L

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist C_L entsprechend größer zu wählen.

Anmerkung zu Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last)

In die Formel für die überschlägige Berechnung von R_{Syn} wurde ein mittleres I_{TS} von 0,025 mA eingesetzt. Da I_{TS+} und I_{TS-}-Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten R_{Syn} für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

Anmerkungen zu Anwendungsschaltung 2 (Stromsynchronisierung)

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triac, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang. Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störamplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung" abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des R_{Syn} festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

Anmerkung zu Anwendungsschaltung 6

Zur Begrenzung des Einschaltstromes muß $R_{VV} \geq 0{,}2\ R_V$ sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

Grenzdaten

$T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkung
Speisespannung[1]	U_S	−0,3	5,5	V	
Wechselstrom an N[2]	I_{Neff}		35	mA	Effektivwert
Gleichstrom an N[2]	$-I_N$		18	mA	Mittelwert
Spitzenstrom an N[2]	I_{NSp}	−200	200	mA	2 ms, 100 ms Pause
Spannung an A, B, C, FT, FU, N, R, S, TC, UM	$U_{A...}$	−0,3	$U_S+0,3$	V	
Spannung an D, E, F, G, H, I, T	$U_{D...}$	−0,3	20	V	D...T nicht leitend
Spannung an TS	U_{TS}	$U_S-0,7$	$U_S+0,7$	V	
Strom in D, E, F, G, H, I	$I_{D...}$		0,5	mA	D...I leitend
Strom an S[3]	I_{IS}	−2	2	mA	
Strom an FT	I_{FT}	−120	120	µA	
Dauerstrom in T	I_T		100	mA	T leitend
Spitzenstrom in T	I_{TSp}		150	mA	1 ms / 10 ms Pause
Strom an TS	I_{TS}	−4	4	mA	
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		70	K/W	

Funktionsbereich

Speisespannung[4]	U_S	4,5	5,5	V	
Speisegleichstrom[4]	$-I_N$	2,5	18	mA	[5]
Speisewechselstrom[4]	I_{Neff}	5	35	mA	[5]
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C	

Anmerkungen

1) Bei Spannungseinprägung an U_S
2) Bei Stromeinprägung an N
3) Bei Stromeinprägung an S
4) Der IC kann mit Spannungs- oder Stromeinprägung betrieben werden. Bei Spannungseinprägung an U_S darf die angelegte Spannung zwischen 0 und U_S max. 5,5 V betragen! (Siehe auch Grenzdaten). Bei Gleich- oder Wechselstromeinprägung an N wird U_S intern begrenzt und liegt dann zwischen 6 V und 8,2 V (typ. 7,5 V). Die Funktion ist jedoch gewährleistet, wenn U_S auf 4,5 V absinkt.
5) Nur Betriebsstrom für I_S, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N.

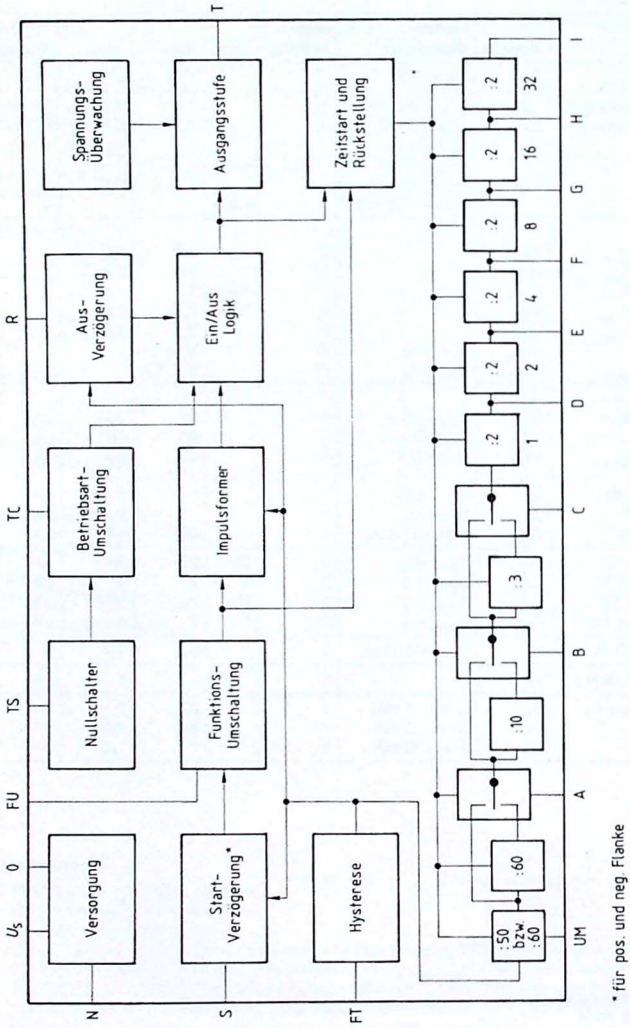
Kenndaten

$U_S = 5{,}5$ V; $T_U = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom[1]	I_S	$U_{IS} = 0$ V	1		1,5	2,5	mA
U_S (Gleichstromeinprägung)[2]	U_S	$-I_N = 2{,}5$ mA	1		7,5	8,2	V
U_S (Wechselstromeinprägung)[2]	U_S	$I_{Neff} = 5$ mA	1		7,5	8,2	V
Spannung an S[3]	U_{IS}	$I_{IS} = 2$ mA				$U_S+0{,}9$	V
		$-I_{IS} = 2$ mA		−0,9			V
Spannung an FT	U_{FT}	$I_{FT} = 100$ µA				9,5	V
		$-I_{FT} = 100$ µA		−0,9			V
Schaltschwelle an A, B, C, S, FU, R, UM	$U_{A...}$		2	1,1	1,8	2,2	V
H-Schaltschwelle an FT	U_{FT}		2		1,8	2,4	V
L-Schaltschwelle an FT	U_{FT}		2	0,8	1,3		V
Schalthysterese an FT	U_{HY}		2	0,4	0,5	0,9	V
Schaltschwelle an TC	U_{TC}		2		3,4	4,5	V
Schaltschwelle an TS	U_{TS+}	$U_{TS} > U_S$	2		$U_S+1{,}3$		V
	U_{TS-}	$U_{TS} < U_S$	2		$U_S-1{,}3$		V
L-Eingangsstrom an A, B, C, FU, R, UM	$I_{A...}$	$U_{A...} = 0$ V	1		20	30	µA
L-Eingangsstrom an S	$-I_{IS}$	$U_{IS} = 0$ V	1		60	90	µA
L-Eingangsstrom an FT	$-I_{FT}$	$U_{FT} = 0$ V	1		40	60	µA
H-Eingangsstrom an A, B, C, S, FU, R, UM	$I_{A...}$	$U_{A...} = U_S$	1			1	µA
H-Eingangsstrom an FT	I_{FT}	$U_{FT} = U_S$	1			1	µA
H-Eingangsstrom an TC	I_{TC}	$4{,}5 \le U_{TC} \le U_S$	1		20	40	µA
pos. Umschaltstrom an TS	I_{TS+}	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	µA
pos. Schalthysterese an TS	I_{Hy+}	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	µA
neg. Umschaltstrom an TS	I_{TS-}	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	µA
neg. Schalthysterese an TS	I_{Hy-}	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	µA
L-Spannung an D, E, F, G, H, I	$U_{D...}$	$I_{D...} = 0{,}5$ mA	1		0,2	0,4	V
H-Sperrstrom an D, E, F, G, H, I	$I_{D...}$		1			1	µA
L-Ausgangsspannung an T	U_Q	$I_T = 1$ mA	1		0,7	1,1	V
	U_Q	$I_T = 10$ mA	1		0,8	1,2	V
	U_Q	$I_T = 100$ mA	1		1	1,5	V

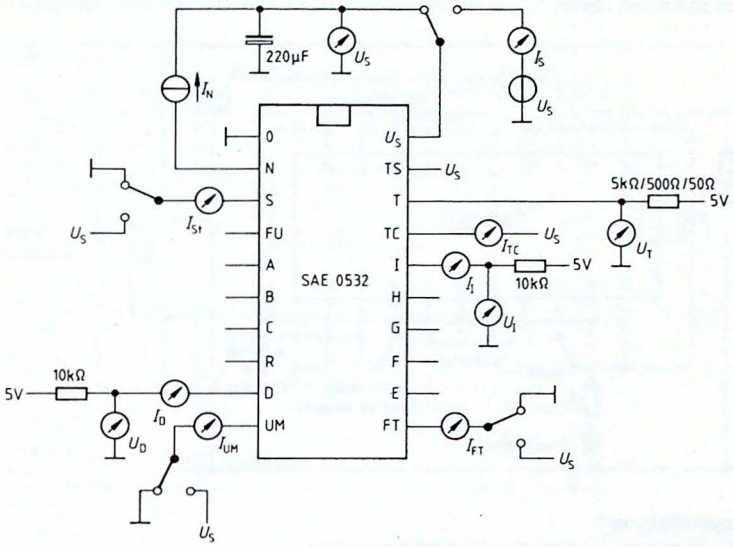
[1]) Bei Spannungseinprägung an U_S
[2]) Bei Stromeinprägung an N
[3]) Bei Stromeinprägung an S

Blockschaltbild

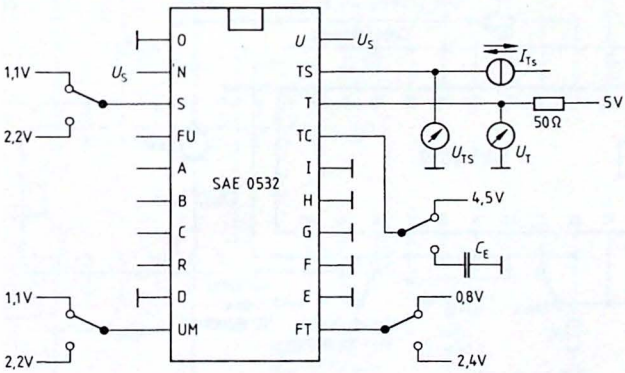


* für pos. und neg. Flanke

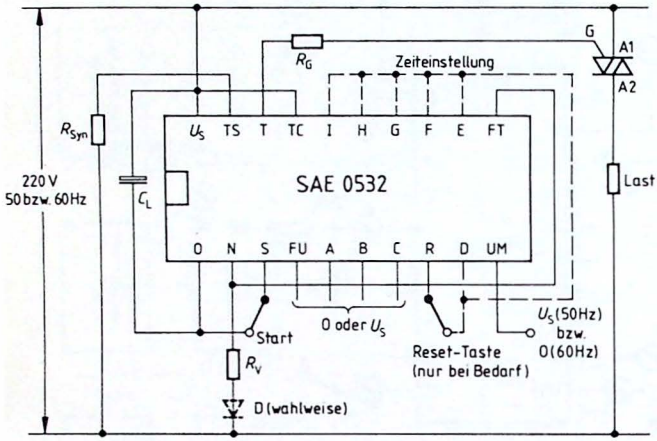
Meßschaltung 1



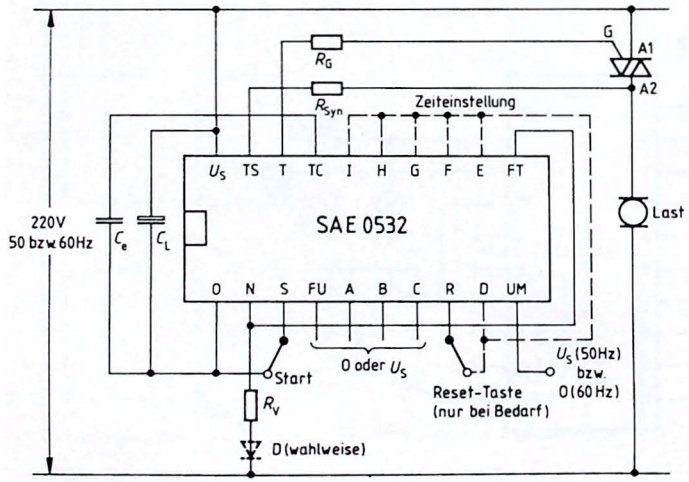
Meßschaltung 2



Anwendungsschaltung 1
Betrieb von ohmschen Lasten

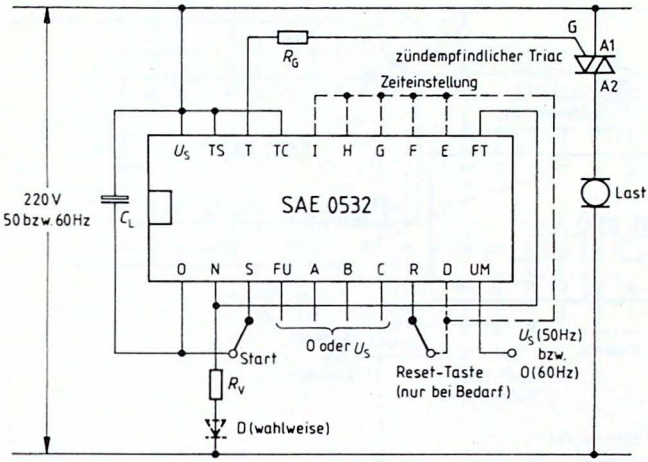


Anwendungsschaltung 2
Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten



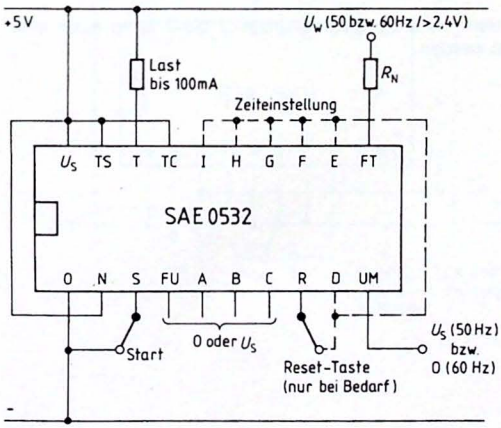
Anwendungsschaltung 3

Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung



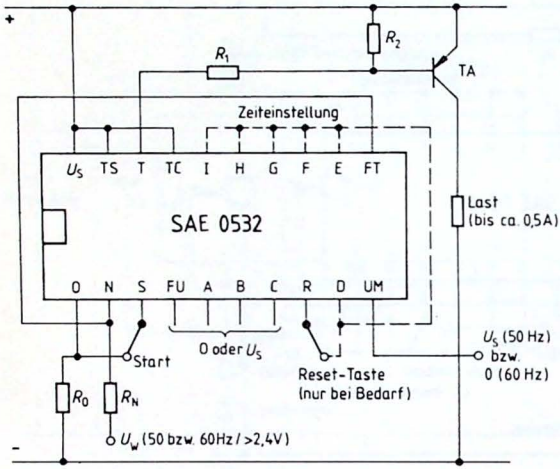
Anwendungsschaltung 4

Betrieb mit 5 V Gleichspannung



Anwendungsschaltung 5

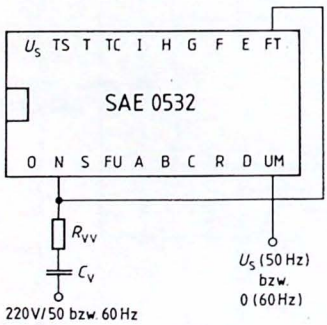
Betrieb mit Gleichspannung > 5,5 V



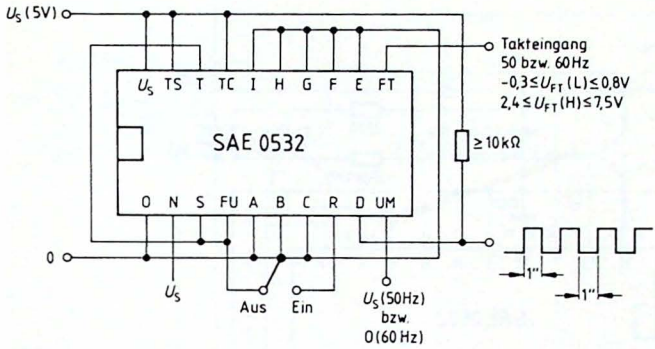
Anwendungsschaltung 6

Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand

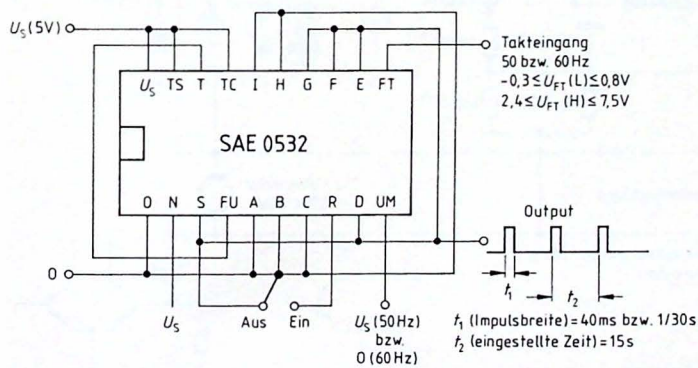
Anstelle von R_V bzw. R_V und D bei den Anwendungsschaltungen 1 bis 3 kann auch eine Reihenschaltung von R und C benützt werden.



Anwendungsschaltung
Rechteckgenerator

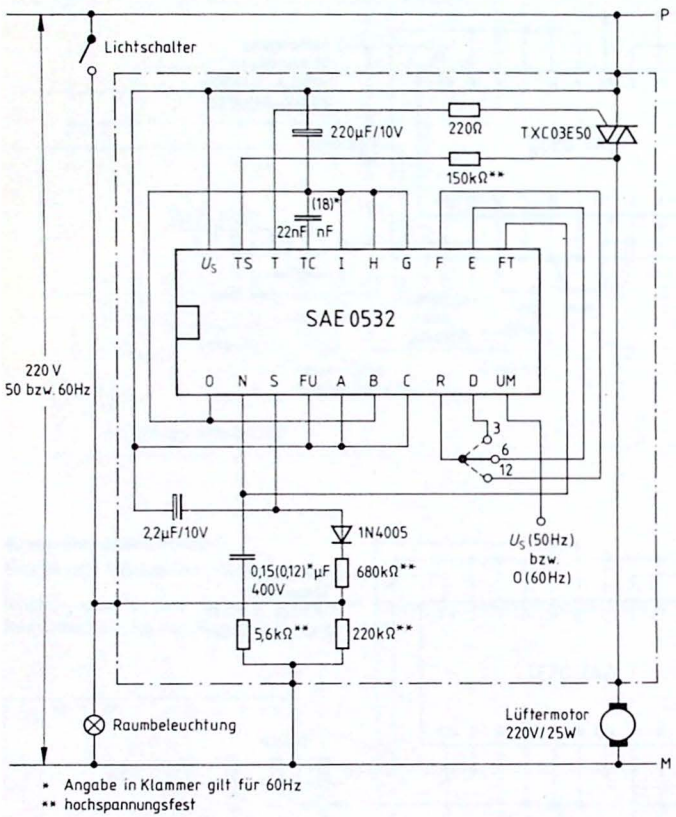


Impulsgeber



Anwendungsschaltung

Zeitsteuerung für eine Lüftung, einstellbar auf 3, 6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit

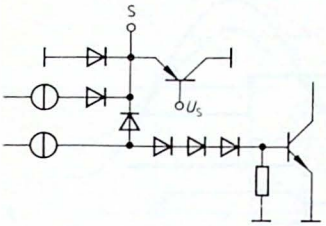


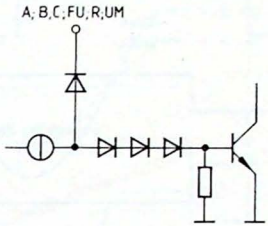
* Angabe in Klammer gilt für 60Hz

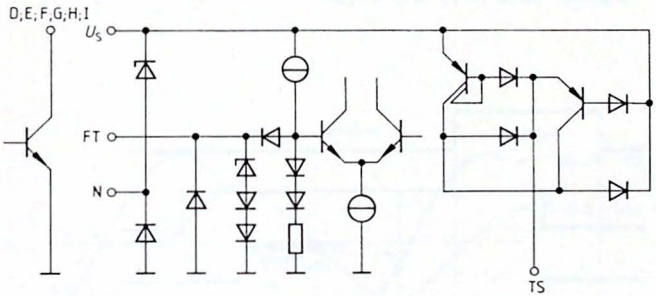
** hochspannungsfest

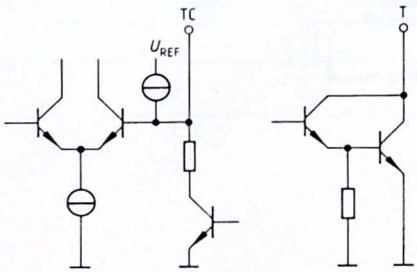
Schaltungsbeschreibung

Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse

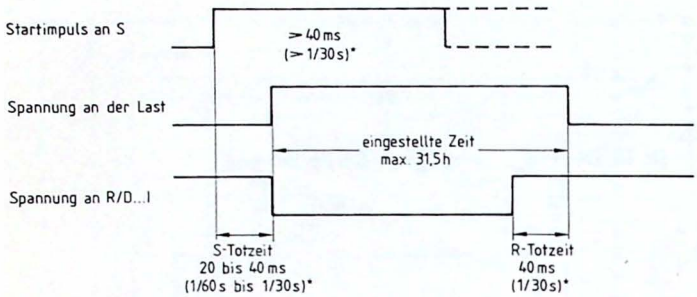




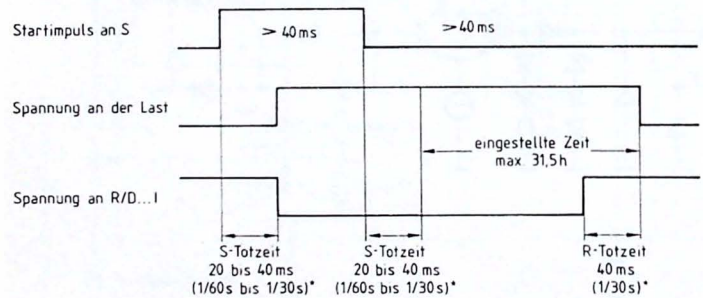




Impulsdarstellung der Zeitbetriebsarten

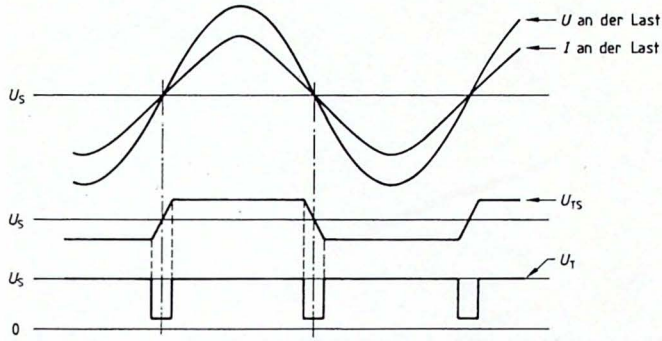


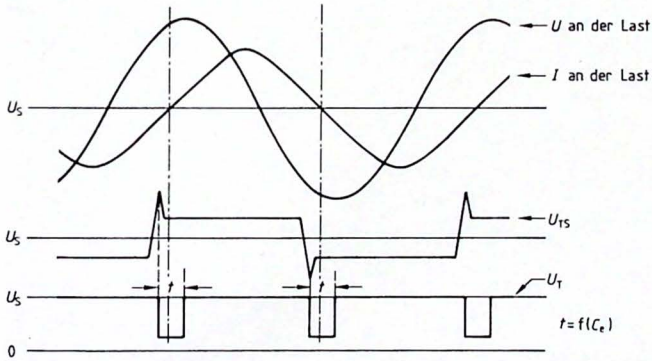
* Angabe in Klammer gilt für 60 Hz-Version.



* Angabe in Klammer gilt für 60 Hz-Version.

Impulsdarstellung der Triacbetriebsarten 1 und 2





Tongeberschaltungen

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Technische Daten
Akustische Signalgeber			
SAB 0600	P-DIP-8	**Dreiklang-Gong-IC,** wohltönender voluminöser Dreiklang, minimaler Schaltungsaufwand, integrierte Endstufe für 8-Ω-Lautsprecher	$U_S = 7$ bis 11 V Standby Strom $< 1\,\mu A$
SAB 0601		**Einton-Gong**	
SAB 0602		**Zweiton-Gong**	
SAE 0700	P-DIP-8	**Signalton-Generator,** erzeugt 2 periodisch aufeinander folgende Tonfrequenzen im Verhältnis 1,4:1	$U_S = 9$ bis 25 V oder Wechselspannung ab 10 V eff.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAB 0600	Q67000-H1948	P-DIP-8
SAB 0601	Q67000-H2312	
SAB 0602	Q67000-H2313	

Dreiklang-Gong SAB 0600

Der Baustein erzeugt die Tonfolge eines 3-Klang-Gongs. Das Klangbild entsteht durch drei harmonische aufeinander abgestimmte Frequenzen. Sie werden nacheinander auf einen Summenpunkt geschaltet und klingen in ihren Amplituden einzeln ab.

Durch äußere RC-Beschaltung (R_1, C_1 und C_2) erfolgt die Einstellung der Klangfarbe. Ein Lautsprecher von 8 Ω kann über 100 µF direkt angesteuert werden.

Eine geeignete Gestaltung des Lautsprechergehäuses (Röhren- oder Trichterform) erhöht zusätzlich die Lautstärke und Tonqualität und erbringt ein angenehmes, melodiöses Klangbild.

- Wohltönender Sound
- Kleiner Schaltungsaufwand
- Integrierte Endstufe für 8-Ω-Lautsprecher
- Im Standby Stromaufnahme $< 1\,\mu A$

Einton-Gong SAB 0601 und Zweiton-Gong SAB 0602

Durch Unterdrücken der beiden letzten Töne bzw. des letzten Tones der 3-Tonfolge sind aus dem SAB 0600 die beiden Varianten SAB 0601 bzw. SAB 0602 entstanden. Es gelten sinngemäß die gleichen Daten wie für den SAB 0600.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung an E	U_S U_E	−0,5 −0,5	11 U_S	V V
neg. Eingangsstrom an E	$-I_E$		2	mA
Lastwiderstand an Q	R_L	7		Ω
Stromaufnahme bei Beginn der Tonfolge } siehe Meßschaltung Ende der Tonfolge }	 I_{SM} I_{SO}		 90 35	 mA mA
Oszillatorfrequenz an C (aus Verlustleistungsgründen)	f_{OSZ}	6		kHz
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	 −55	150 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	7	11	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C
Oszillatorfrequenz an C	f_{OSZ}	6	100	kHz

Kenndaten

$U_S = 7$ V bis 10 V; $T_U = +25$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestromaufnahme Stromaufnahme bei offenem Ausgang	I_0 I_{SO}		< 1 20	10 35	µA mA
Max. Ausgangsleistung an 8Ω (Ton 3) Max. Ausgangsspannung an Q bei Ton 3	P_Q $U_{Q\ ss}$		0,16 2,8	 4,0	W V
Abweichung der max. Einzelamplituden bezogen auf Ton 3	ΔU_{QM}		± 5		%
Frequenzänderung des Grundoszillators bei R_1, C_1 = konst.	Δf_o		± 5		%
Auslösespannung an E	U_E	1,5		U_S	V
Eingangsstrom an E ($U_E = 6$ V)	I_E	500	700		µA
Störspannungsimmunität an E	$U_{EN\ ss}$		0,3		V
Auslöseverzögerung bei $f_o = 13{,}2$ kHz (t_d ändert sich umgekehrt proportional zu f_o)	t_d	2		5	ms
Min. ext. Oszillatorladewiderstand Max. ext. Oszillatorwiderstand	R_1 R_1		10 100		kΩ kΩ

Bild 1
Meßschaltung

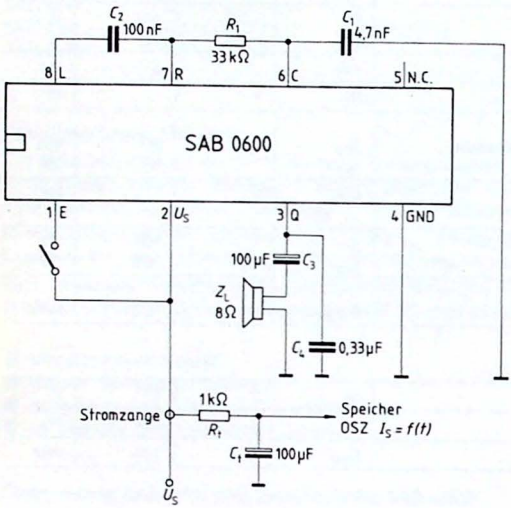


Bild 2
Integrale Stromaufnahme in der Meßschaltung

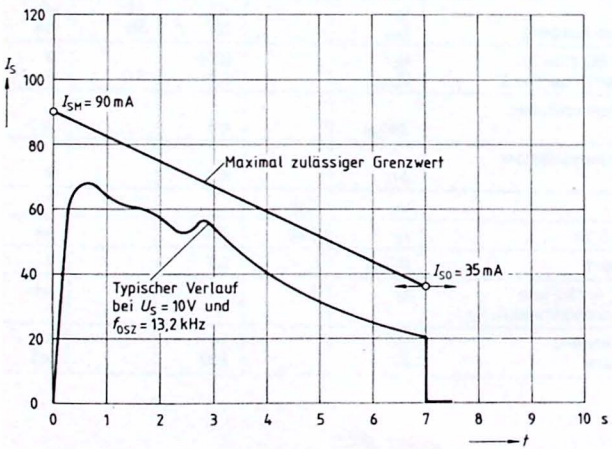


Bild 3
Blockschaltbild

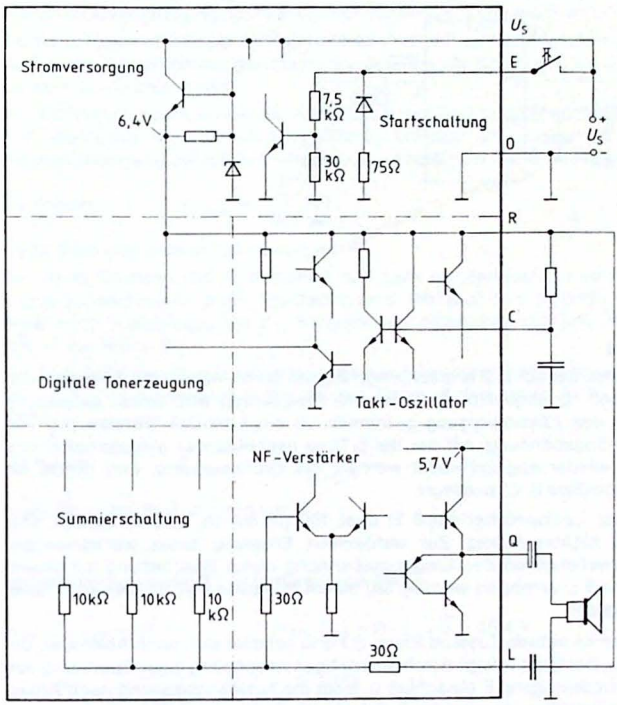
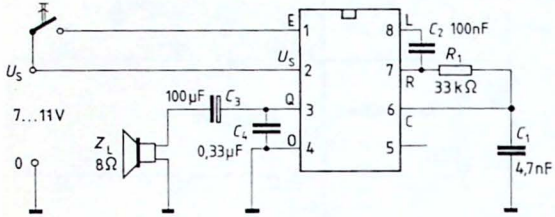


Bild 4
Anwendungsgrundschaltung



Funktionsbeschreibung

Aus einem Mutteroszillator, der auf 13,2 kHz schwingt, werden durch Teilung die 3 Frequenzen 660 Hz, 550 Hz und 440 Hz abgeleitet. Eine der drei Frequenzen wird weiter geteilt und damit die Zeitbasis für den Abklingvorgang gewonnen. Je ein 4-bit-D/A-Wandler pro Ton erzeugt daraus die Abklingspannung, mit der die 3 Töne nacheinander eingeschaltet und einander überlappend wieder abgeschwächt werden. Die Grundfrequenz wird durch ein äußeres RC-Glied (Anschlüsse R, C) bestimmt.

Der Ausgang kann einen Lautsprecher mit 8 Ω über 100 µF mit ca. 0,16 W treiben. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig. Zur wahlweisen Erzielung eines wohltönenden Klanges kann der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung durch Beschaltung mit einem Kondensator am Anschluß L verringert werden. Mit einem Potentiometer ist hier auch eine Lautstärkeregelung möglich.

Die Schaltung nimmt nur im aktiven Zustand Strom auf und schaltet sich nach Abklingen der Tonfolge selbsttätig aus. Der Start erfolgt durch kurzzeitiges Anschalten einer Spannung von 1,5 V bis U_S an den Auslöseeingang E (Anschluß 1). Liegt die Auslösespannung nach Ablauf der Tonfolge noch oder erneut an, so wiederholt sich der Dreiklang ein weiteres Mal.

Die Auslösung der Tonfolge ist verhindert, wenn eine Auslösespannung an E kürzer als ca. 2 ms anliegt (Störschutz). Um Fehlauslösungen durch Störeinstreuung auf insbesondere längeren Leitungen zum Eingang sicher auszuschließen, sollten die Störspitzen auf 0,3 V am IC-Eingang begrenzt werden. Hierzu kann die Steuerleitung (vor einem evtl. Vorwiderstand) mit einem Kondensator nach Masse beschaltet werden.

Anwendung für Gleich- und Wechselstromansteuerung (Bild 5)

Der Eingang kann auch alternativ mit Gleich- und Wechselstrom getriggert werden. Eine interne Diodenschaltung schließt hierbei den Eingang für negative Halbwellen kurz.

Der Scheitelwert der positiven Halbwelle addiert sich zur Batteriespannung. Ein Vorwiderstand muß in die Triggerleitung geschaltet werden, um die Spannung am Eingang E (Anschluß 1) auf max. U_S zu begrenzen.

Der minimale Eingangsstrom am Anschluß E des SAB 0600 (Anschluß 1) beträgt 500 µA bei 6 V. Wenn am Vorwiderstand R_3 **(Bild 5)** bei 500 µA mindestens der Scheitelwert der Wechselspannung zwischen A und B ($\hat{U}_{AB}$ ~) abfällt, ist die IC nicht gefährdet.

Die Formel $$R_{3\,min.} = \frac{\hat{U}_{AB\,max.}}{500\ \mu A}$$

ergibt dazu den unteren Grenzwert von R_3.

Der obere Grenzert von R_3 bestimmt sich nach der geringsten Auslösespannung zwischen A und 0 (Anschluß 4). In der Applikation nach **Bild 5** ist dies die Batteriespannung, wenn das Gerät auch unabhängig von der Klingelanlage einsetzbar sein soll (Triggerung durch Kurzschluß von A und B).

Der SAB 0600 benötigt für eine zuverlässige Auslösung einen Strom von mindestens 50 µA bei ca. 1,5 V an Anschluß E. Bei diesem Strom dürfen daher an R_3 maximal U_S—1,5 V abfallen.

Die Formel $$R_{3\,max.} = \frac{U_{S\,min.} - 1{,}5\ V}{50\ \mu A}$$

ergibt den oberen Grenzwert von R_3.

Berechnungsbeispiel für Schaltung nach Bild 5

max. $U_{AB\,eff.} = 25$ V max. $\hat{U}_{AB} = 25\ V \cdot \sqrt{2} = 35{,}4$ V.

$$R_{3\,min.} = \frac{35{,}4\ V}{500\ \mu A} = 70{,}8\ k\Omega$$

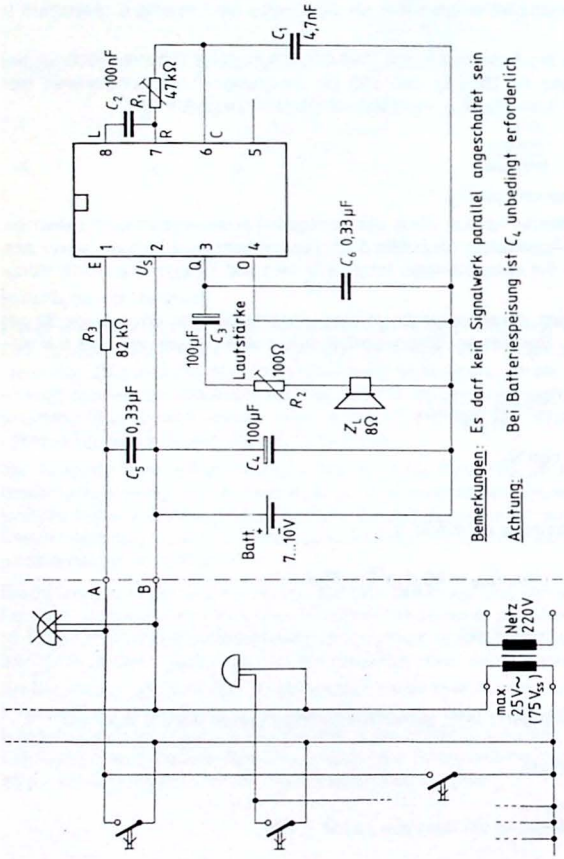
min. $U_S = 6$ V

(Der Funktionsbereich des SAB 0600 kann bei einzelnen Exemplaren bis 6 V reichen).

$$R_{3\,max.} = \frac{6\ V - 1{,}5}{50\ \mu A} = 90\ k\Omega$$

Für R_3 eignet sich in diesem Beispiel ein Wert von 82 kΩ ± 10%.

Bild 5
Applikationsschaltung für den Einsatz in Hausklingelanlagen für Gleich- und Wechselstromansteuerung; Klang und Lautstärke einstellbar.



Hinweis zum Platinenlayout: Wegen der hohen Spitzenströme an U_S, Q und 0 (Masse) und um HF-Schwingungen zu vermeiden, ist auf eine flächige bzw. sternförmige Leitungsführung zu achten. Sternpunkte sind die Anschlüsse des Kondensators C_4.

Weitere Anmerkungen zur Schaltung nach Bild 5

Da eine ohmsche Verbindung zwischen A und B zur Auslösung des Gongs führt, darf kein Signalwerk parallel zum Gong geschaltet werden. Eine Parallelschaltung mehrerer Gongs ist dagegen unproblematisch.

Bei älteren Batterien kommt es wegen höherem Innenwiderstand der Batterie zu Spannungseinbrüchen, die sich als Verzerrung bemerkmar machen. C_4 dient als Pufferelement und verlängert damit die Nutzungsdauer der Batterie.

Die Auslöseleitung zum Anschluß A wirkt im offenen Zustand als Antenne für Störimpulse, die den Gong ungewollt starten können. Mit C_5 werden solche Störungen weitgehend abgeblockt.

Besteht Verpolungsgefahr beim Batteriewechsel, sollte ein Schutz durch eine Diode in der Batterieleitung vorgesehen werden. Für die Auswahl der Bauteile gilt folgende Empfehlung:

Kondensatoren:

C_1: 4,7 nF/≥ 10 V, ± 5%; z. B. MKT
C_2: 100 nF/≥ 10 V, ± 20%; z. B. MKT
C_3: 100 µF/≥ 6,3 V, ± 100/−10%; z. B. Alu-Elko
C_4: 100 µF/≥ 10 V, +100/−10%; z. B. Alu-Elko
C_5, C_6: 330 nF/≥ 50 V, +100/−20%; z. B. Keramik

Widerstände:

R_3: 82 kΩ/0,1 W, ± 10% Kohleschichtwiderstand
R_1: Bei Ausführung als Festwiderstand 0,1 W, ± 5%, Metallfilmwiderstand.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0700	Q67000-A2445	P-DIP-8

Der Signalton-Generator SAE 0700 erzeugt zwei Tonfrequenzen im Verhältnis von ca. 1,4 : 1, die periodisch aufeinander folgen. Die Tonfrequenzhöhe kann über einen externen Widerstand im Bereich von 100 Hz bis 15 kHz variiert werden. Die Umschaltfrequenz von 0,5 Hz bis 50 Hz wird durch einen externen Kondensator bestimmt. Der SAE 0700 kann entweder einen Lautsprecher oder einen Piezo-Keramik-Wandler treiben. Die Spannungsversorgung des SAE 0700 kann auf 2 Arten geschehen:

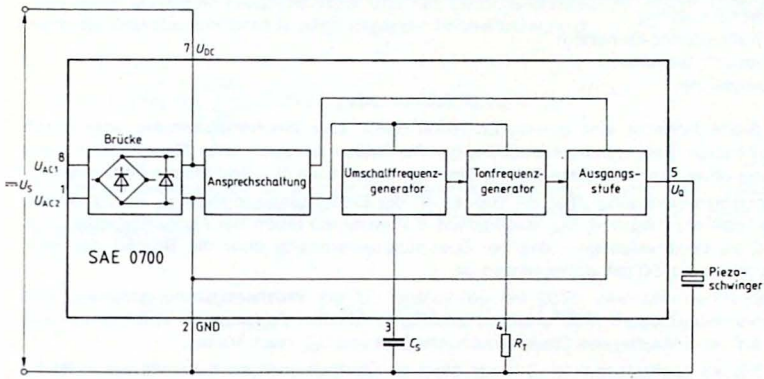
1. Effektive Wechselspannung ab 10 V
2. Gleichspannung von 9 V bis 25 V

Der SAE 0700 gibt die Tonfolge solange ab, wie die Versorgungsspannung anliegt. Die Tonfolge startet nach dem Anlegen der Versorgunggsspannung mit dem höheren Ton.

Besondere Merkmale

- Durch integrierten Brückengleichrichter direkte Wechselspannungsspeisung möglich
- Integrierter Überspannungsschutz durch Z-Diode ca. 28 V
- Verpolschutz bei Gleichspannungsbetrieb über den Brückengleichrichter
- Geringe Außenbeschaltung (minimal 1 Widerstand und 1 Kondensator)

Bild 1
Blockschaltbild (mit Außenbeschaltung bei Gleichspannungsversorgung)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{AC2}	Wechselspannungs-Versorgung
2	GND	Masse
3 4	C_S R_T	Anschluß für Kondensator C_S Anschluß für Widerstand R_T
5	Q	Ausgang
6	N.C.	Nicht belegt
7 8	U_{DC} U_{AC1}	Gleichspannungsversorgung Wechselspannungs-Versorgung

Funktionsbeschreibung

Der Signalton-Generator SAE 0700 (siehe Blockschaltbild **Bild 1**) besteht aus folgenden Funktionsblöcken:

- Brücke (zur Spannungsversorgung) und Überspannungsschutz
- Ansprechschaltung
- Umschaltfrequenz-Generator
- Tonfrequenz-Generator
- Ausgangsstufe

Brücke: Sie ermöglicht eine direkte Speisung durch eine Wechselspannung oder durch eine Gleichspannung (polungsunabhängig). Wahlweise ist auch eine Gleichspannungsversorgung ohne vorgeschaltete Brücke über die Anschlüsse U_{DC} und Masse GND möglich.

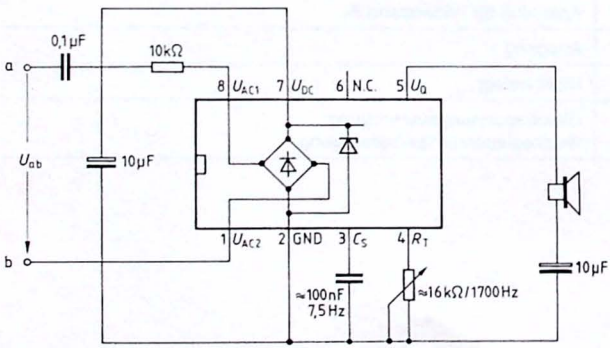
Bei Spannungsversorgung über die Brücke ist die Eingangsspannung U_{81} so zu dimensionieren, daß am Anschluß U_{DC} mindestens 9 V anstehen (auch bei Ausgangsbelastung). Ferner ist zu berücksichtigen, daß bei Spannungsversorgung über die Brücke der max. Ausgangsstrom auf 50 mA zu begrenzen ist.

Das Ansprechen des SAE 0700 bei Störspitzen auf der Wechselspannungsleitung wird durch einen eingebauten Anfangswiderstand R_{INI} vermieden. R_{INI} sorgt im spannungslosen Zustand für das Entladen des Speicherkondensators von U_{DC} nach Masse.

Die der Brücke nachgeschaltete Z-Diode dient als Überspannungsschutz. Mit der in **Bild 2** gezeigten Brückenbeschaltung ist der SAE 0700 gegen Beschädigung durch folgende Spannungswerte geschützt:

- Überspannungen nach VDE 0433 (2 kV – 10/700 µs) und
- Wechselspannungen bis 220 V/50 Hz über eine Zeitdauer von 30 Sekunden

Bild 2



Ansprechschaltung: Mit einer Schwellenspannung von typ. 8,6 V sorgt sie dafür, daß Störimpulse den SAE 0700 nicht aktivieren.

Umschaltfrequenz-Generator: Er schaltet periodisch zwischen den beiden vom Tonfrequenz-Generator erzeugten Frequenzen hin und her. Durch Beschalten mit einem Kondensator C_S wird die Umschaltfrequenz f_S nach folgender Formel berechnet:

$$f_S\,[\mathrm{Hz}] = \frac{750}{C\,[\mathrm{nF}]} \pm 25\% \quad \text{(gültig von 0,5 Hz bis 50 Hz)}$$

Tonfrequenz-Generator: Er erzeugt eine Rechteckspannung mit den zwei Tonfrequenzen f_{T1} und f_{T2}. Die Grundfrequenz f_{T1} und zweite Tonfrequenz f_{T2} werden nach folgenden Formeln berechnet:

$$f_{T1}\,[\mathrm{Hz}] = \frac{2{,}72 \times 10^4}{R\,[\mathrm{k\Omega}]} \pm 25\% \quad \text{(gültig von 0,1 ... 15 kHz)}$$

$$f_{T2}\,[\mathrm{Hz}] = f_{T1} \times (0{,}725 \pm 5\%)$$

Der Tonfrequenz-Generator ist gegen Temperatur-Schwankungen weitgehend kompensiert.

Ausgangsstufe: Sie verstärkt die erzeugte Tonspannung, um einen Piezo-Keramik-Wandler direkt, oder einen Lautsprecher ggfs. über Vorwiderstand anzusteuern.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Spannung an Anschluß 7	U_{DC}	−0,5	26	V
Spannung an Anschluß 3	$U_{3\,2}$	−0,5	5,5	V
Spannung an Anschluß 4	$U_{4\,2}$	−0,5	7	V
Ausgangsspannung an Anschluß 5	U_Q	−0,5	U_{DC} +0,5	V
Wechselspannung an Anschluß 8 und 1 (Scheitelwert)	U_{AC}		28	V
Eingangsstrom der Brücke	$I_{8\,1}$	−50	50	mA
Eingangswechselstrom der Brücke	$I_{8\,1\,eff}$		25	mA
Ausgangsstrom (50 µs, Tastverhältnis 1:10)	I_Q	−100	100	mA
Ausgangsstrom	$I_{Q\,eff}$		50	mA
Gesamtverlustleistung (T_U = 25 °C)	P_{tot}		0,8	W
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−40	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DC}	9	25	V
Tonfrequenz	f_{T1}	0,1	15	kHz
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C

Kenndaten

T_U = −25 °C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_{DC}	U_{DC} = 9 V bis 25 V ohne Last		1,5	1,8	mA
Schaltschwelle	$U_{DC\,EIN/AUS}$		8	8,6	9	V
Anfangswiderstand	R_{INI}	s. Kennlinie Bild 3	3,5	4,7	6	kΩ
Ausgangs-Spannungshub	U_Q	I_Q = ± 10 mA	U_{DC}−3,7	U_{DC}−3		V
Tonfrequenz	$f_{T\,1}$	U_{DC} = 15 V, $U_{3\,2}$ = 0 V, R_T = 16 kΩ	1,275	1,700	2,125	kHz
Umschaltfrequenz	f_S	U_{DC} = 15 V, C_S = 100 nF	5,6	7,5	9,4	Hz
Tonfrequenzverhältnis	$f_{T\,1}/f_{T\,2}$		1,31	1,38	1,45	
Temperaturkoeffizient der Tonfrequenzen	TK_f			8×10^{-4}		K^{-1}

Kennlinien

Abhängigkeit der Stromaufnahme von der Speisespannung U_{DC} ohne Ausgangsbelastung

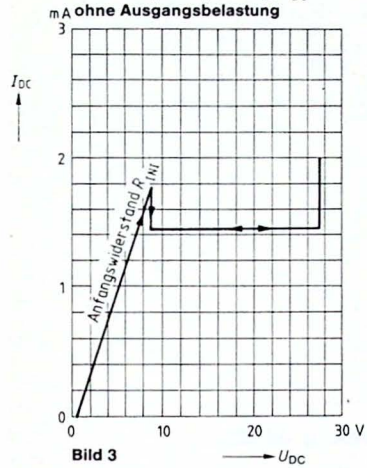


Bild 3

Abhängigkeit der Tonfrequenzen f_{T1} und f_{T2} vom Widerstand R_T

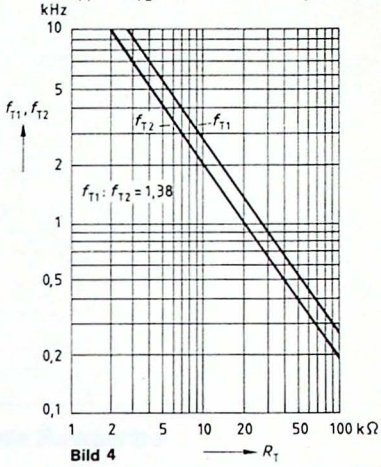


Bild 4

Abhängigkeit der Umschaltfrequenz f_S von der Kapazität C_S

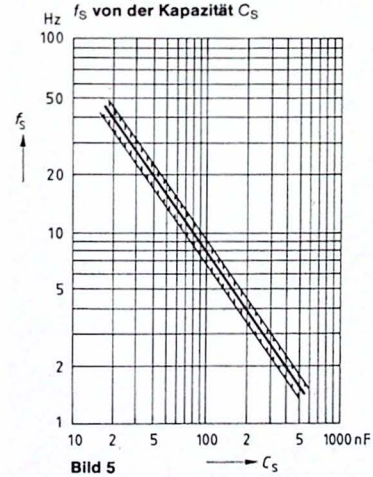


Bild 5

ICs für professionelle Funkgeräte

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion
TBB 042 G	P-DSO-14 (SMD)	Mischer
TBB 200	P-DIP-14	PLL-Frequenzsynthesizer
TBB 200 G	P-DSO-14 (SMD)	PLL-Frequenzsynthesizer
TBB 202	P-DIP-8	Dual-Modulus-Teiler
TBB 202 G	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	Dual-Modulus-Teiler
TBB 302	P-DIP-16	Schottky-Diodenmatrix, 8x6
TBB 303	P-DIP-14	Schottky-Diodenmatrix, 7x6
TBB 304	P-DIP-14	Schottky-Diodenmatrix, 4x8
S 89	P-DIP-14	Einstellbarer Teiler für 500 MHz
S 1531 G	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	NF-Verstärker, 1 V

SMD = Surface Mounted Device

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TBB 042 G	Q67000-A8059	P-DSO-14 (SMD)

Der TBB 042 G ist ein symmetrischer Mischer für Frequenzen bis 200 MHz. Er kann fremdgesteuert oder mit internem Oszillator betrieben werden.

Sein Anwendungsgebiet ist der übliche Mischbetrieb in Empfängern, Umsetzern und Demodulatoren für AM- und FM-Signale.

- Großer Speisespannungsbereich
- Geringe Außenbeschaltung
- Große Mischersteilheit
- Hohe Signalfestigkeit
- Geringes Rauschen

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	15	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −40 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	125	K/W

Funktionsbereich

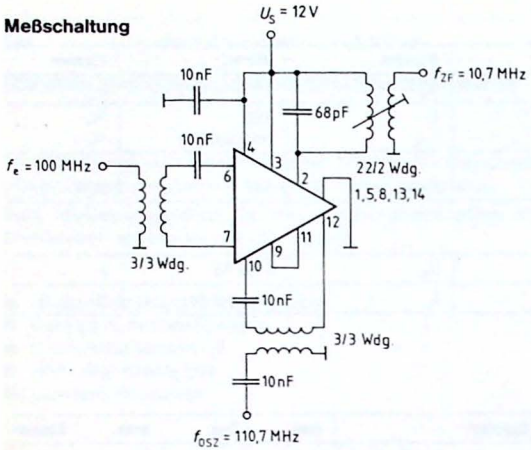
Speisespannung	U_S	4 bis 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	−15 bis 70	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V, $T_U = +25$ °C

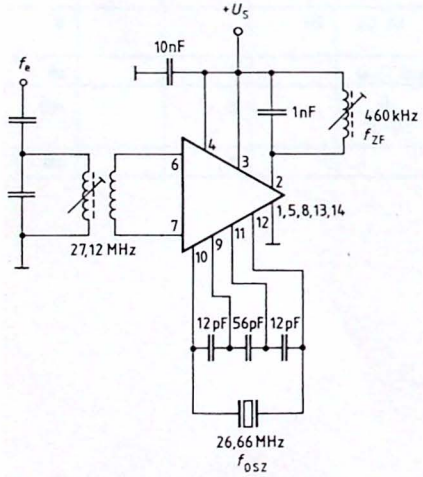
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme Ausgangsstrom Ausgangsstromdifferenz Versorgungsstrom	$I_S = I_2 + I_3 + I_5$ $I_2 = I_3$ $I_3 - I_2$ I_5	1,4 0,36 −60 0,7	2,15 0,52 1,1	2,9 0,68 60 1,6	mA mA mA mA
Leistungsverstärkung $f_e = 100$ MHz, $f_{OSZ} = 110{,}7$ MHz	V_P	14	16,5		dB
Durchbruchspannung $I_{2,3} = 10$ mA; $U_{7,8} = 0$ V	U_2, U_3	25			V
Ausgangskapazität	$C_{2\text{-}M}$, $C_{3\text{-}M}$		6		pF
Misch-Steilheit $f = 455$ kHz	$S = \frac{I_2}{U_7 - U_8} = \frac{I_3}{U_7 - U_8}$		5		mS
Rauschzahl	F		7		dB

Meßschaltung



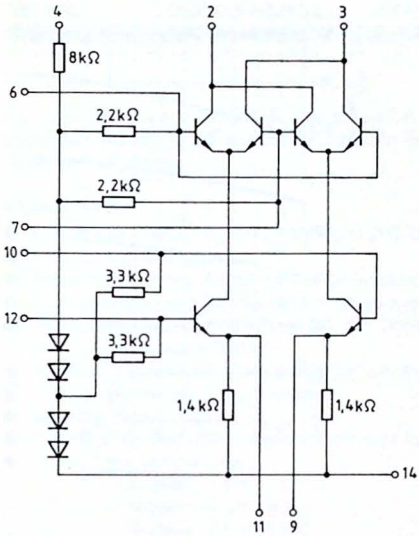
Anwendungsschaltung

Mischer für Fernsteuer-Empfänger
selbstschwingend



Bei Oberton-Quarzen empfiehlt sich eine entsprechende Induktivität zwischen Anschluß 9 und 11, die Schwingungen auf dem Grundton verhindert.

Schaltbild

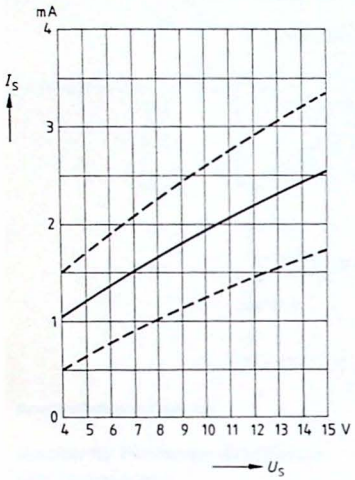


Die Anschlüsse 1, 5, 8, 13 sind mit 14 (Masse) zu verbinden, um optimale HF-Eigenschaften zu erreichen.

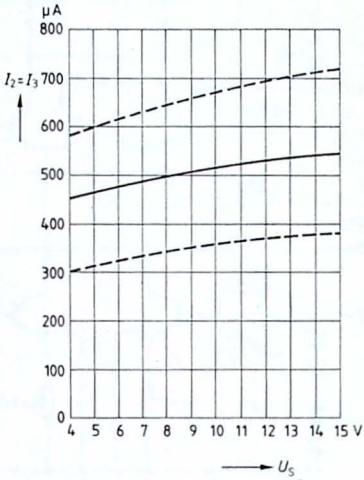
Eine galvanische Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bzw. 10 und 12 über Koppelwicklungen wird empfohlen.

Zwischen Anschluß 9 gegen 14 (Masse) und 11 gegen 14 darf je ein Widerstand von wenigstens 220 Ω geschaltet werden, der die Ströme und damit die Steilheit erhöht. Die Anschlüsse 9 und 11 dürfen über eine beliebige Impedanz verbunden werden. Sind 9 und 11 direkt verbunden, darf der Widerstand von dieser Verbindung nach 14 minimal 100 Ω betragen. Je nach Aufbau kann ein Kondensator (10 bis 50 pF) zwischen Anschluß 6 und 7 erforderlich sein, um Schwingungen im VHF-Bereich zu unterbinden.

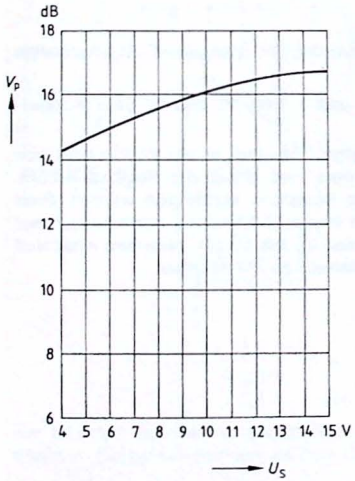
Gesamtstromaufnahme
$I_S = f(U_S)$



Ausgangsstrom
$I_2 = I_3 = f(U_S)$



Leistungsverstärkung
$V_P = f(U_S)$



CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 200	Q67100-H8215	P-DIP-14
S TBB 200 G	Q67100-H8216	P-DSO-14 (SMD)

Der TBB 200 ist ein CMOS-IC, der speziell für den Einsatz in Funkgeräten und Telefonen entwickelt wurde. Er ist sowohl für einfache Frequenzsynthese als auch für Dual-Modulus-Synthese geeignet.

Eigenschaften

- Bit-serielle Steuerung mit 2 Leitungen (I^2C-Bus)
- Modulus-Umschaltung
- Spannungsverdoppler für hohe Phasendetektor-Ausgangsspannung
- Linearisierung des Phasendetektorausgangs durch Stromquellen
- Hohe Eingangsempfindlichkeit (10 mV), hohe Eingangsfrequenzen (70 MHz), bei Single-Modulus-Betrieb
- Niedrige Speisespannung, großer Temperaturbereich
- geringe Betriebsstromaufnahme
- Standby-Schaltung
- Extrem schneller Phasendetektor mit sehr kurzem Antibacklash-Impuls
- Große Teilerverhältnisse
  - A-Teiler 1 bis 127
  - N-Teiler 3 bis 4095
  - R-Teiler 3 bis 65535
- Polarität des Phasendetektors umschaltbar
- Nachstimmsteilheit des Phasendetektors umschaltbar
- PORT-Ausgang ansprechbar über I^2C-Bus
  - für Standby des Prescalers
  - für Programmierung des Prescalers (128 bzw. 64)

I^2C-Bus ist ein patentrechtlich geschütztes Bus-System der Fa. Philips

Schaltungsbeschreibung

Der TBB 200 ist ein komplexer PLL-Baustein in CMOS-Technologie für prozessorgesteuerte Frequenzsynthese. Der Anschluß S/D bestimmt die Betriebsart **S**ingle- bzw **D**ual-Modulus Betrieb. Die Funktionseinstellung und Wahl der Teilerverhältnisse erfolgt dabei über eine I²C-Bus-Schnittstelle (Philips Lizenz) an den Anschlüssen SDA und SCL. Der Ausgangsport PRT ermöglicht die Steuerung (z. B. Standby) weiterer Schaltungen. Die Referenzfrequenz wird am Eingang RI eingespeist; sie darf max. 30 MHz betragen. Die VCO-Frequenz wird am Eingang FI eingespeist, im Single-Modulus-Betrieb darf sie max. 70 MHz und im Dual-Modulus-Betrieb max. 30 MHz betragen. Die PLL kann wahlweise mit oder ohne internen Spannungsverdoppler betrieben werden, je nach erforderlicher Frequenzvariation (Varicap). Bei Betrieb mit einem Spannungsverdoppler ist eine Kapazität von typ. 1 µF (MKH) am Anschluß C anzuschließen. C muß geerdet werden, wenn der Spannungsverdoppler außer Betrieb ist.

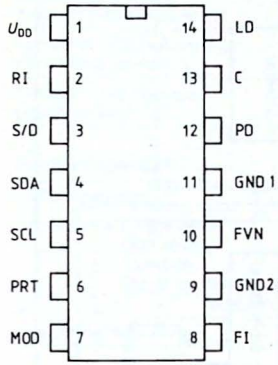
Der Ausgang PD liefert das Phasendetektorsignal mit besonders kurzen Antibacklash-Impulsen zur Ausregelung kleinster Phasenabweichungen. Ausgang LD liefert ein Lock-Detektor-Signal und Ausgang FVN die heruntergeteilte VCO-Frequenz. LD und FVN sind open-drain-Ausgänge.

Mittels eines kurzen Telegramms (3 Byte) über I²C-Bus kann der Baustein in einen Standby-Mode gebracht werden. Je nach Art des Standby-Modes liegt die Ruhestrom-Aufnahme unter 1 µA. Aus diesem Zustand kann die PLL mit einem Befehl wieder aktiviert werden. Ein Nachladen der R, N, A-Teiler und sonstiger Informationen ist nicht notwendig, da sie intern abgespeichert sind.

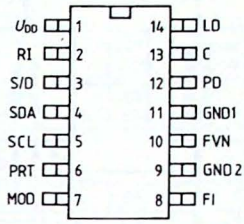
Betriebsart	S/D	MOD
Single-modulus	L	(nicht aktiviert)
Dual-modulus	H	L/H

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TBB 200



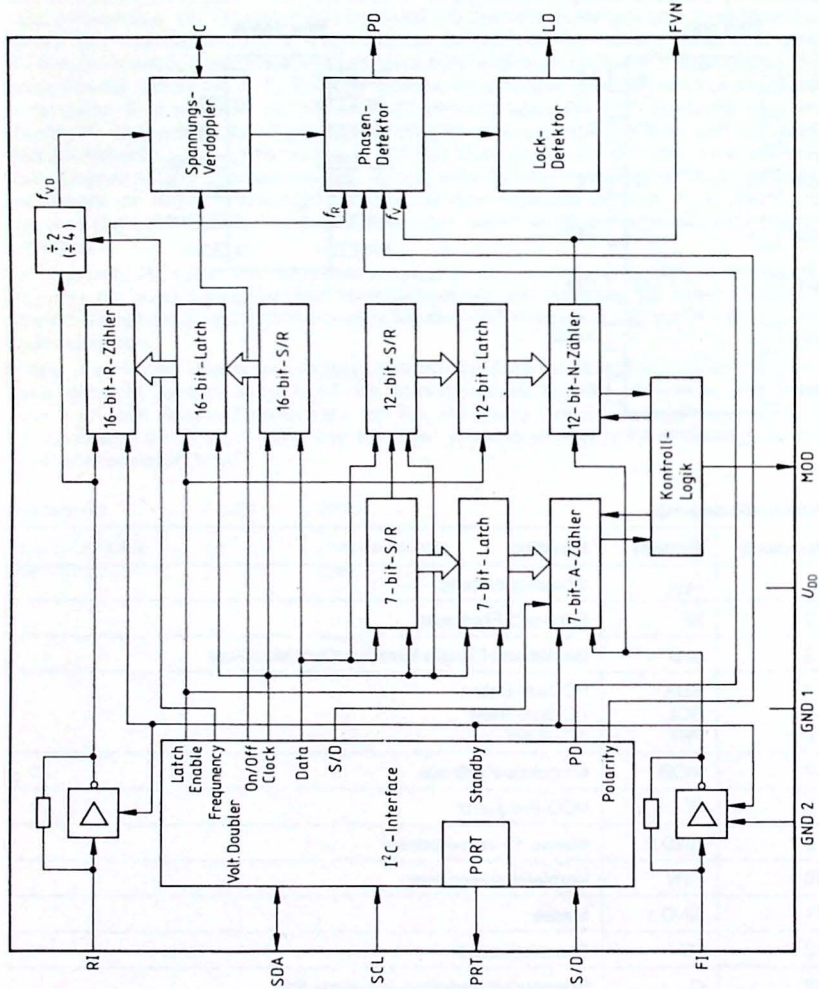
TBB 200 G



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{DD}	Speisespannung
2	RI	Referenz-Frequenz
3	S/D	Betriebsart (Single Modulus/Dual Modulus)
4 5 6	SDA SCL PRT	I²C-Bus-Daten I²C-Bus-Trakt I²C-PORT
7	MOD	Modukus-Kontrolle
8	FI	VCO-Frequenz
9	GND 2	Masse, FI-Vorverstärker
10	FVN	Vergleichs-Frequenz
11	GND 1	Masse
12	PD	Phasendetektor
13	C	Spannungsverdopplungs-Kapazität
14	LD	Lock-Detektor

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	U_{DD}	−0,3		6	V	
Eingangsspannung	$U_{IM\,1}$	−0,3		U_{DD}+0,3	V	Ausnahme: C
Ausgangsspannung an C	$U_{IM\,2}$	$-U_{DD}$		0	V	(intern erzeugt)
Verlustleistung je Ausgang	P_Q			10	mW	
Gesamtverlustleistung	P_{tot}			300	mW	
Umgebungstemperatur	T_U	−40		85	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−50		125	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	3	5	5,5	V	
Speisestrom Single Mode	I_{DD}		2,5	3,5	mA	①
Dual Mode	I_{DD}		2	3	mA	②
Stand-By	I_{DD}			1	µA	④
Stand-By Vorverst. ein/ Teiler aus	I_{DD}		1,5		mA	③
Umgebungstemperatur	T_U	−40		85	°C	

Meßbedingungen, PLL eingerastet, RI = 10 MHz

zu ①

$f_I = 50$ MHz
$U_{FI} = 150\ mV_{eff}$
NT, RT > 1000
ohne Spannungs-
verdoppler

zu ②

$f_I = 10$ MHz
$U_{FI} = 500\ mV_{eff}$
NT, RT > 1000
ohne Spannungs-
verdoppler

zu ③

$f_I = 50$ MHz
$U_{FI} = 150\ mV_{eff}$
NT, RT > 1000

zu ④

Ausgangsbeschaltung siehe Meßschaltung
Eingänge RI, FI offen
$U_{IH\,min}$ (SDA, SCL): $U_{DD} - 0{,}5$ V
$U_{IH\,max}$ (SDA, SCL): U_{DD}

Kenndaten

U_{DD} = 4,5 V bis 5,5 V; T_U = −40 °C bis +85 °C

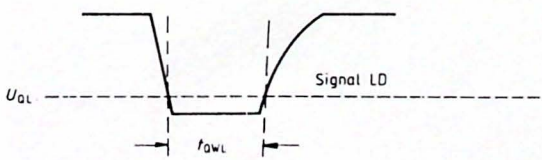
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Eingangssignale SDA, SCL					
H-Eingangsspannung	U_{IH}		0,7 x U_{DD}	U_{DD}	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		0	0,3 x U_{DD}	V
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Eingangsstrom	I_I	$U_I = U_{DD} = 5{,}5$ V		10	µA
Eingangssignal S/D					
H-Eingangsspannung	U_{IH}		0,7 x U_{DD}	U_{DD}	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		0	0,3 x U_{DD}	V
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Eingangsstrom	I_I	$U_I = U_{DD} = 5{,}5$ V		10	µA
Eingangssignal RI					
Eingangsfrequenz	f_I	U_{DD} = 4,5 V		30	MHz
Eingangsspannung	U_I	(Sinus)	100		mV_{eff}
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Eingangsstrom	I_I	$U_I = U_{DD} = 4{,}5$ V		10	µA
Eingangssignal FI (Dual-Modulus)					
Eingangsfrequenz	f_I	U_{DD} = 4,5 V	0,1	30	MHz
Eingangsspannung	U_I	(Sinus)	50		mV_{eff}
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Eingangsstrom	I_I	$U_I = U_{DD} = 4{,}5$ V		10	µA
Eingangssignal FI (Single-Modulus)					
Eingangsfrequenz	f_I	U_{DD} = 4,5 V	70		MHz
Eingangsspannung	U_I	(Sinus)	10		mV_{eff}
Eingangsfrequenz	f_I	U_{DD} = 3 V		75	MHz
Eingangsspannung	U_I	(Sinus)	100		mV_{eff}
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Eingangsstrom	I_I	$U_I = U_{DD} = 4{,}5$ V		10	µA
Ausgangssignal SDA					
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL} = 3,0 mA U_{DD} = 5 V C_L = 400 pF		0,4	V

Kenndaten

U_{DD} = 4,5 V bis 5,5 V; T_U = −40°C bis +85°C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min	typ	max	Einheit
Ausgangssignal PD[1] **(Tristate-Output)**						
H-Current Mode	I_{QH}	U_{DD} = 5 V, U_C = 0 V	± 1,9	± 2,5	± 3,1	mA
L-Current Mode	I_{QL}	T_U = −25 °C bis 60 °C	± 0,475	± 0,625	± 0,775	mA
Tristate	I_Q			± 50		nA
Ausgangssignal FVN (Open-Drain-Output)						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL} = 1 mA U_{DD} = 5 V C_L = 30 pF			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	t_{QWL}				1/FI	s
Ausgangssignale MOD, PRT						
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	I_{QH} = 0,5 mA U_{DD} = 5 V	U_{DD}−0,4			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL} = 0,5 mA U_{DD} = 5 V			0,4	V
Ausgangssignal MOD (N-Kanal Open-Drain)						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL} = 0,5 mA U_{DD} = 5 V			0,4	V
Ausgangssignal LD (Open-Drain-Output)						
L-Ausgangssignal	U_{QL}	I_{QL} = 3 mA U_{DD} = 5 V C_L = 30 pF			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	t_{QWL}			20	40	ns

Impulsdiagramm

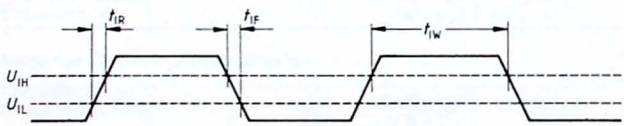


Bemerkungen:
[1]) Symmetrie: $\frac{|I_{QN} - I_{QP}|}{I_{Q\,typ}} = 20\%$

Dynamische Kenndaten
$U_{DD} = 5$ V; $T_U = -40$ °C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüf-bedingungen	min.	max.	Einheit
Eingangssignal RI					
Anstiegszeit	t_{IR}	$U_{DD} = 5$ V	5		ns
Abfallzeit	t_{IF}	$U_{DD} = 5$ V	5		ns
Impulsweite	t_{IW}	$U_{DD} = 5$ V	10		ns
Eingangssignal FI Dual Modulus					
Anstiegszeit	t_{IR}	$U_{DD} = 5$ V	3,5		ns
Abfallzeit	t_{IF}	$U_{DD} = 5$ V	3,5		ns
Impulsweite	t_{IW}	$U_{DD} = 5$ V	3,5		ns
Singel Modulus					
Anstiegszeit	t_{IR}	$U_{DD} = 5$ V	5		ns
Abfallzeit	t_{IF}	$U_{DD} = 5$ V	5		ns
Impulsweite	t_{IW}	$U_{DD} = 5$ V	10		ns

Impulsdiagramm



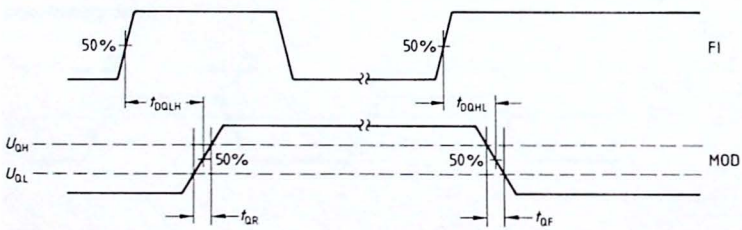
Dynamische Kenndaten
$U_{DD} = 5$ V; $T_U = -40$°C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüf-bedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Spannungsverdoppler						
Ausgangsspannung	U_{QC}	$f_{VD} = 2$ MHz $I_{QC} = 0$ µA $U_{DD} = 5$ V	$-U_{DD} + 0{,}8$ V		$-U_{DD}$	V
	U_{QC}	$f_{VD} = 2$ MHz $I_{QC} = 100$ µA $U_{DD} = 5$ V	$-U_{DD} + 1{,}5$ V		$-U_{DD}$	V
	U_{QC}	$f_{VD} = 2$ MHz $I_{QC} = 0$ µA $U_{DD} = 3$ V	$-U_{DD} + 0{,}8$ V		$-U_{DD}$	V
	U_{QC}	$f_{VD} = 2$ MHz $I_{QC} = 100$ µA $U_{DD} = 3$ V	$-U_{DD} + 1{,}5$ V		$-U_{DD}$	V
Stromaufnahme	I_{VD}	$U_{DD} = 5$ V $I_{QC} = 0$ µA $f_{VD} = 2$ MHz		250		µA
	I_{VD}	$U_{DD} = 3$ V $I_{QC} = 0$ µA $f_{VD} = 2$ MHz		180		µA

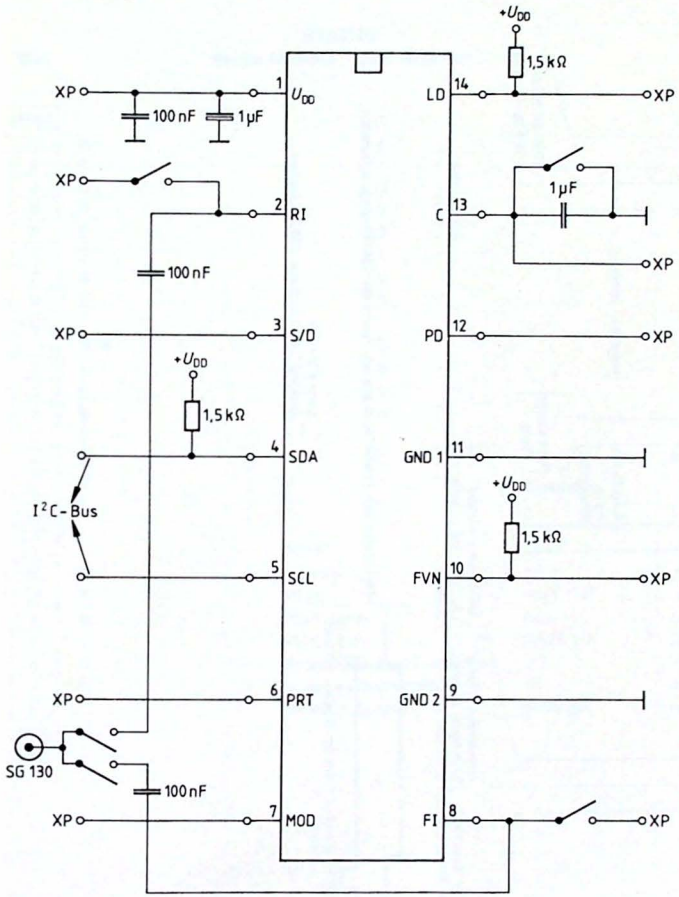
Dynamische Kenndaten
$U_S = 5$ V; $T_U = -40$°C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüf-bedingungen	min.	max.	Einheit
Ausgangssignal PRT					
Anstiegszeit	t_{QR}	$C_L = 30$ pF		1	µs
Abfallzeit	t_{QF}	$C_L = 30$ pF		1	µs
Ausgangssignal FV					
Abfallzeit	t_{QF}	$C_L = 30$ pF		20	ns
Ausgangssignal MOD					
Anstiegszeit	t_{QR}	$C_L = 30$ pF		10	ns
Abfallzeit	t_{QF}	$C_L = 30$ pF		10	ns
Verzögerungszeit L-H gegen FI	t_{DQLH}	$C_L = 30$ pF		25	ns
Verzögerungszeit H-L gegen FI	t_{QDHL}	$C_L = 30$ pF		15	ns

Impulsdiagramm

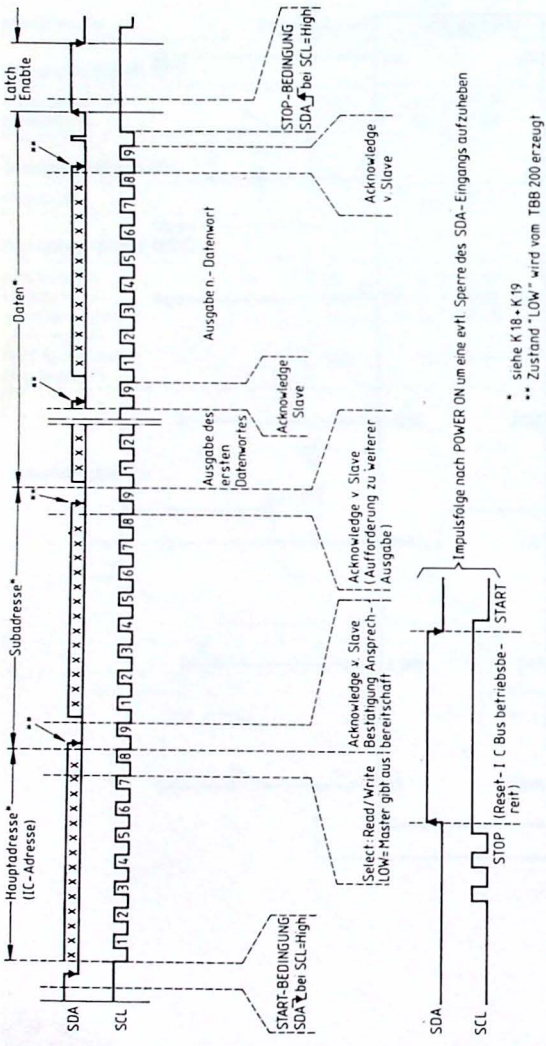


Meßschaltung



XP = Matrix-Pin

Übertragungsprotokoll für I²C-Bus



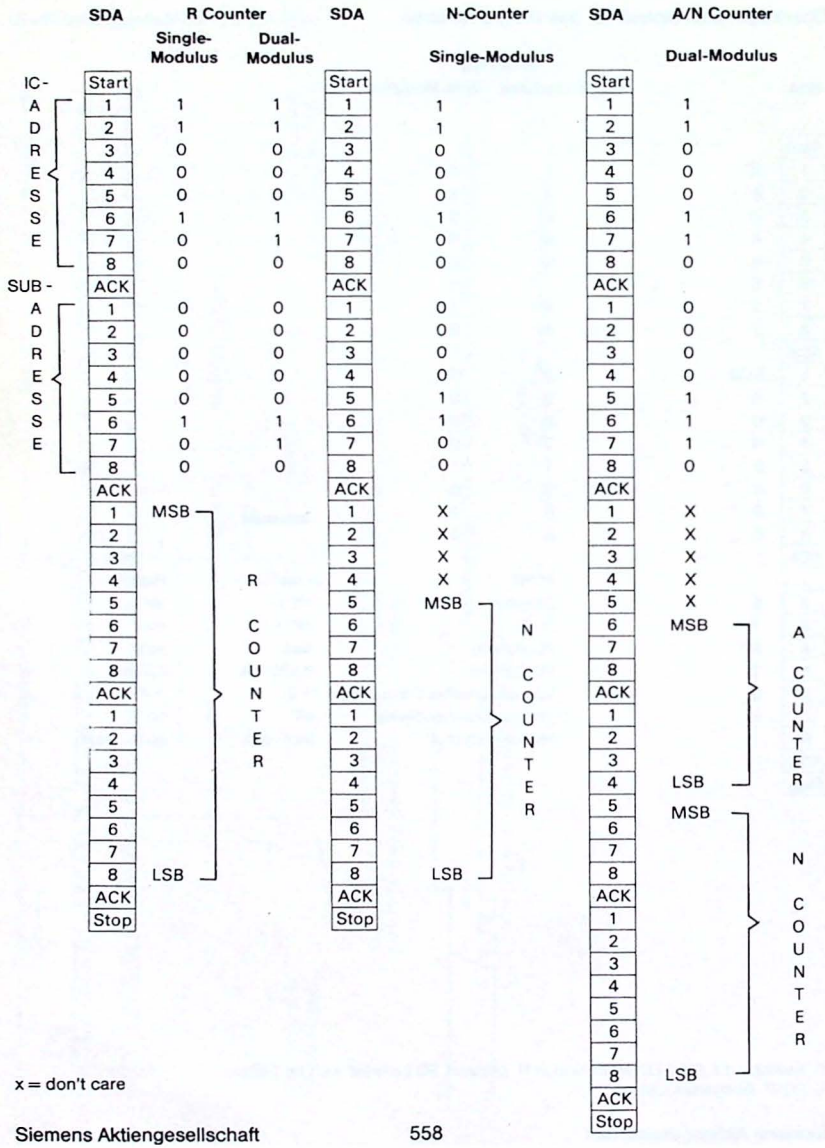
Übertragungsprotokoll für das Programmieren

SDA		STATUS Single Modulus	Dual Modulus
Start			
1	IC-	1	1
2	A	1	1
3	D	0	0
4	R	0	0
5	E	0	0
6	S	1	1
7	S	0	1
8	E	0	0
ACK			
1	SUB-	0	0
2	A	0	0
3	D	0	0
4	R	0	0
5	E	1	1
6	S	0	0
7	S	0	1
8	E	0	0
ACK			
1		PORT	
2	S	Counter	
3	T	FI, RI	
4	A	PD-Polarity	
5	T	PD-Current	
6	U	Voltage-Doubler Frequency	
7	S	Voltage-Doubler Status	
8		Modulus Output	
ACK			
Stop			

Statusbit 0	1
Low[2]	High[2]
off[1]	on
off[1]	on
neg.	pos.
0,625 mA	2,5 mA
÷ 2	÷ 4
off	on
push pull	open drain

[1] Standby d.f. FVN, LD, MOD sind in H-Zustand, PD befindet sich im Tristate
[2] PORT-Ausgangszustand

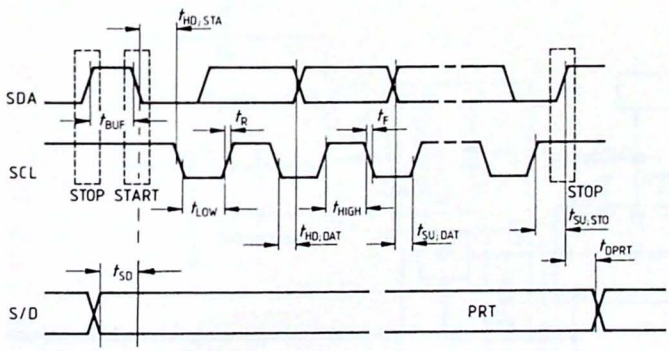
Übertragungsprotokoll für das Programmieren



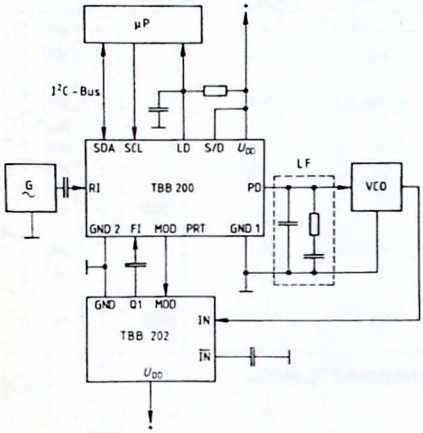
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Taktfrequenz	f_{SCL}	0	100	kHz
Haltezeit Daten zu SCL LOW	$t_{HD;\,DAT}$	0		µs
Inaktive Zeit vor neuem Übertragungsstart	t_{BUF}	4,7		µs
Haltezeit bei Startbedingung (nach dieser Zeit wird erster CLOCK-Impuls erzeugt)	$t_{HD;\,STA}$	4,0		µs
LOW-Phase des Taktes	t_L	4,7		µs
HIGH-Phase des Taktes	t_H	4,0		µs
Vorbereitungszeit für DATEN	$t_{SU;\,DAT}$	250		ns
Anstiegszeit für SDA- und SCL-Signal	t_R		1	µs
Abfallzeit für SDA- und SCL-Signal	t_F		300	ns
Vorbereitungszeit für SCL-Takt bei STOP-Bedingung	$t_{SU;\,STO}$	4,7		µs
Vorbereitungszeit für Status (S/D) Programmierung	t_{SD}	500		ns
Verzögerungszeit PRT gegenüber Stop-Bedingung	t_{DPRT}		500	ns

Alle Werte beziehen sich auf die spezifizierten Eingangspegel U_{IH} und U_{IL}.

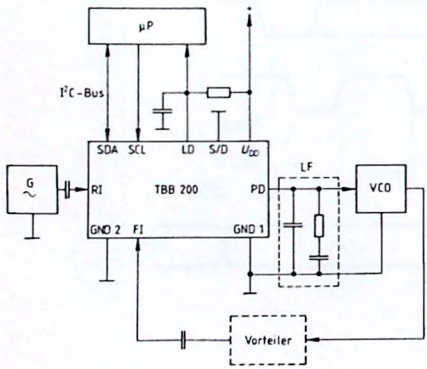
Impulsdiagramme für I²C-Bus, S/D, PRT



Anwendungsschaltungen

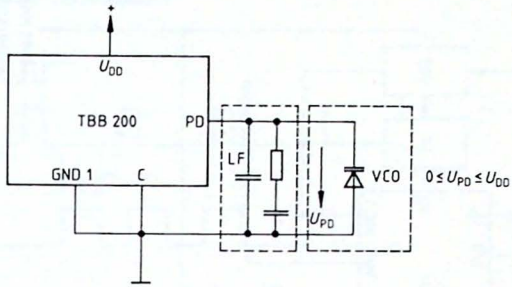


Betrieb: Dual-Modulus, (f_{max} = 30 MHz and FI)

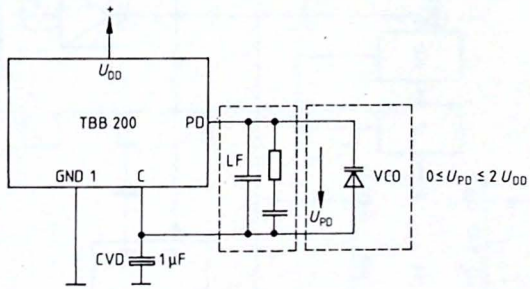


Betrieb: Single Modulus (f_{max} = 70 MHz an FI)
LF: Loopfilter

Anwendungsschaltung VCO-Ankopplung

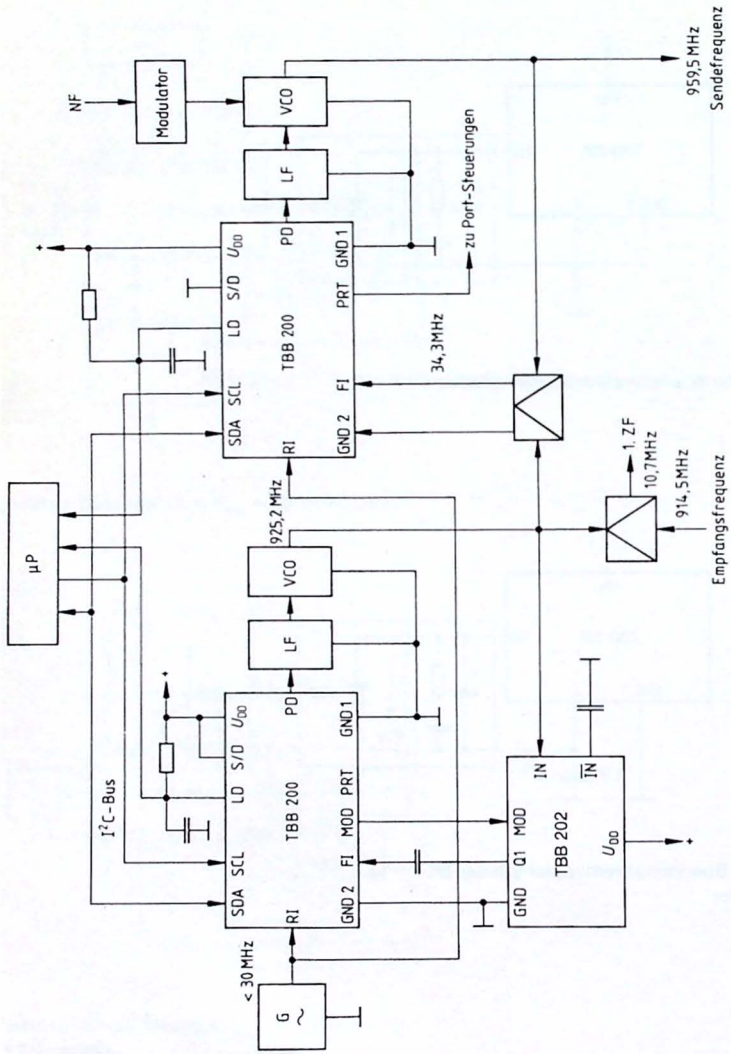


Betrieb ohne Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 0)



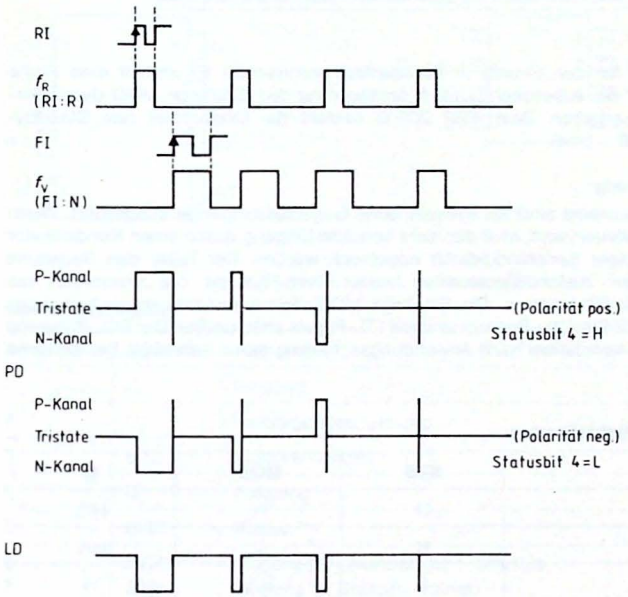
Betrieb mit Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 1)
LF: Loopfilter

Anwendungsbeispiel für Funkgeräte und Funktelefon im 900-MHz-Bereich



Impulsdiagramm

Phasendetektor/Lockdetektor



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 202	Q67000-H8217	P-DIP-8
TBB 202 G	Q67000-H8218	ähnl. P-DSO-8 (SMD)

TBB 202 ist speziell für den Einsatz in Funkgeräten vorgesehen. Er enthält eine Reihe von ECL-Teilerstufen, die zusammen je nach Ansteuerung des Eingangs MOD das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Beim TBB 202;G besteht die Möglichkeit des Standby-Betriebs (Eingang STB = Low).

Schaltungsbeschreibung

Die Eingänge des Bausteins sind als symmetrische Gegentakteingänge ausgeführt. Wenn unsymmetrisch angesteuert wird, muß der nicht benutzte Eingang durch einen Kondensator (ca. 1,5 nF) mit geringer Serieninduktivität abgeblock werden. Der Teiler des Bausteins besteht aus mehreren zustandsgesteuerten Master-Slave-Flipflops, die zusammen das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Die Eingänge MOD (Teilerverhältnisumschalteingang) sowie STB (Eingang für Standby-Betrieb) sind mit TTL-Pegeln ansteuerbar. Der ECL-Ausgang des Teilers ist CMOS-kompatibel nach Anwendungsschaltung siehe Seite 568. Der typische Hub beträgt 20 mV_{SS}.

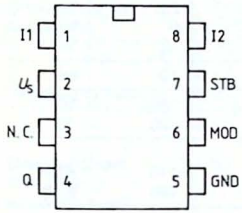
Wahrheitstabelle für Betriebsarten

Betriebsart	STB	MOD	Q
Teiler 1:128	H	H	H/L
Teiler 1:129	H	L	H/L
Standby	L	H/L	H

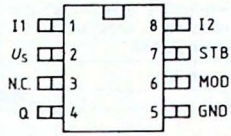
Eingang	Pegel	Funktion
MOD	HIGH LOW	1:128 1:129
STB	HIGH LOW	NORMAL HIGH, STANDBY

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TBB 202



TBB 202 G



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	Eingang
2	U_S	Versorgungsspannung
3	N.C.	nicht verbunden
4	Q	Ausgang
5	GND	Masse
6	MOD	Eingang für Umschaltung 1:128/129
7	STB	Eingang für Standby-Betrieb
8	I2	Eingang

Grenzdaten
T_U −40°C bis +85°C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Versorgungsspannung	U_S	−0,3	6	V
Eingangsspannung (Anschluß 1; Anschluß 8)	U_I	−0,3	2,5	V
Eingangsspannung (Anschluß 6; Anschluß 7)	U_{MOD}, U_{STB}	−0,3	6	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4)	U_Q		U_S	V
Ausgangsstrom (Anschluß 4)	$-I_Q$		10	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−65	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung P-DIP-8	$R_{th\ SU}$		115	K/W
P-DSO-8	$R_{th\ SU}$		180	K/W

Funktionsbereich

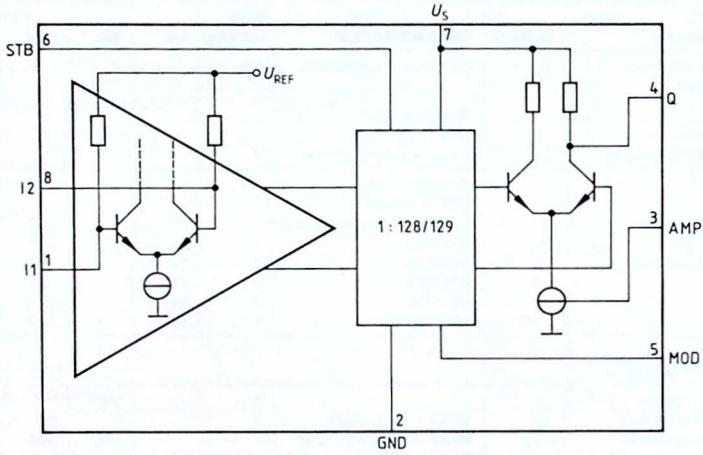
Speisespannung	U_S	3,0	5,5	V
Eingangsfrequenz	f	200	1100	MHz
Umgebungstemperatur	T_U	−40	85	°C

Kenndaten

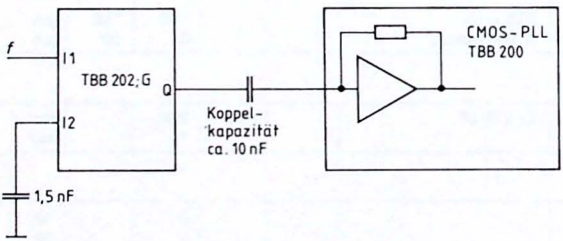
$U_S = 3{,}0$ bis bis 5,5 V, $T_U = -40\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme im Betrieb	I_S	Eingänge abgeblockt;	1		7		mA
im Standby-Betrieb	I_S	Ausgang frei; STB = U_S Eingänge abgeblockt;	1		1,3		mA
Eingangspegel (Eingangs-empfindlichkeit)	U_I	Ausgang frei; STB = Masse					
		200 MHz (Sinusspannung	1	20		315	mV_{eff}
		400 MHz	1	17		315	mV_{eff}
		600 MHz	1	14		315	mV_{eff}
		800 MHz	1	14		315	mV_{eff}
		900 MHz	1	14		315	mV_{eff}
		1000 MHz	1	20		315	mV_{eff}
MOD-Eingang							
Schaltschwelle	U_I		1		0,6		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	MOD = U_S (1:128)	1		0	50	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	MOD = Masse (1:129)	1		110	200	µA
Standby-Eingang							
H-Eingangsspannung (Normalbetrieb)	U_{IU}		1	2,0			V
L-Eingangsspannung (Standby-Betrieb)	U_{IL}		1			0,8	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	STB = U_S	1		100	150	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	STB = Masse	1		0	50	µA
Ausgang							
Ausgangsspannungshub	U_Q	$C_L \leq 15$ pF	1	150	250		mV_{SS}
Ausgangswiderstand	R				1		kΩ
Schaltzeiten							
Vorbereitungszeit	t_{v1}, t_{v2}				5		ns
Haltezeit	t_{h1}, t_{h2}				5		ns

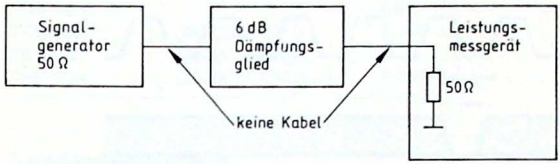
Blockschaltbild

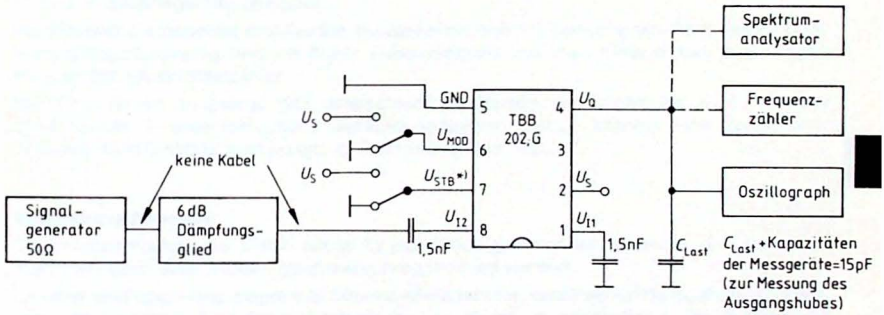


Anwendungsschaltung

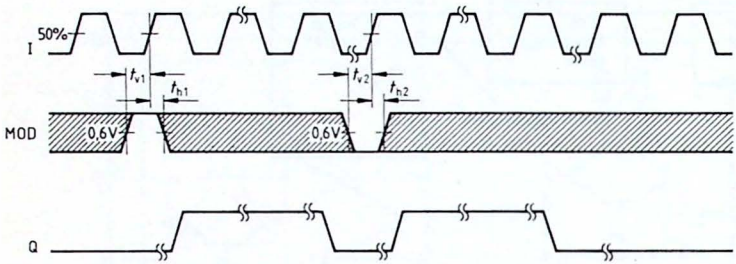


Meßschaltung 1





Diagramme



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 30 x		Chip
TBB 302	Q67000-R263	P-DIP-16
TBB 303	Q67000-R264	P-DIP-14
TBB 304	Q67000-R266	P-DIP-14

Funktionsbeschreibung

Der TBB 30x enthält 10x10 Schottky-Dioden in Matrixanordnung (siehe Blockschaltbild). Zu jeder Diode liegt eine NiCr-Sicherung in Serie, die mit einem Stromimpuls durchgebrannt werden kann. Damit ist eine einmalige Programmierung der Matrix durch den Anwender möglich. Die Dioden haben Schottkycharakteristik mit geringer Durchlaßspannung. Die Matrix ist daher besonders für die Anwendung in Geräten mit geringer Versorgungsspannung (z. B. 3-V-Batteriegeräte) geeignet.

Hauptanwendungsgebiet sind Geräte, die eine elektronische Kennung erhalten, welche ohne Versorgungsspannung und mit hoher Zuverlässigkeit bestehen bleiben soll, z. B. Pager, Funkgeräte, Elektrizitätszähler.

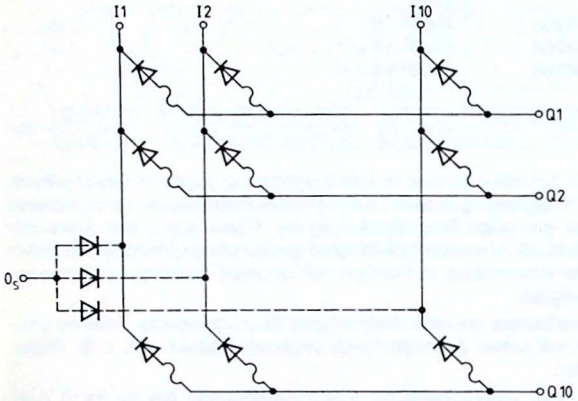
Der Chip ist so ausgelegt, daß unterschiedliche Matrixanordnungen bis zu 9x10 oder 10x9 Dioden in unterschiedliche Gehäuse kontaktiert werden können. Eine Spalte oder Zeile der 10x10-Matrix wird jeweils zu Prüfzwecken benötigt.

Anwendungshinweise

Die Programmierung der Matrix erfolgt für jede Diode getrennt nacheinander, d. h. es dürfen nicht zwei oder mehr Dioden gleichzeitig programmiert werden.

Es kann eine spannungsbegrenzte Stromquelle oder eine strombegrenzte Spannungsquelle verwendet werden. Eine Programmierdauer von 10 ms ist ausreichend. Die Anstiegszeit des Programmierstromes bzw. der Programmierspannung bis zum Endwert muß $<1\,\mu s$ sein. Der Anschluß 0_S (Substrat des Chips) muß negatives Potential haben, bezogen auf alle übrigen Matrixanschlüsse. Er wird üblicherweise an 0 V der Anwendungsschaltung bzw. der Programmierschaltung gelegt.

Blockschaltbild



~ = Sicherung bzw. Durchbrennstelle

I = „Eingänge" (Kathoden)

Q = „Ausgänge" (Anoden)

Zwischen den Eingängen und 0_S (Substratanschluß) liegen die durch den integrierten Aufbau bedingten „Substratdioden". Damit sie die Schaltung nicht beeinflussen, muß 0_s an negativem Potential liegen.

Anmerkung: Eine Zeile oder eine Spalte wird für Prüfzwecke benötigt.

Grenzdaten

$T_U = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Spannung zwischen I und 0_S	U_{I0}	0	20	V	Isolationssperr-spannung
Spannung zwischen Q und 0_S	U_{Q0}	0	20	V	Isolationssperr-spannung
Spannung zwischen I und Q	U_{IQ}	0	20	V	bei $T_U = 25\,°C$
Diodendurchlaßstrom	I_{QI}	0	1	mA	
Programmierstrom	I_{QIP}		70	mA	bei $T_U = 25\,°C$
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−40	125	°C	

Funktionsbereich

Spannung zwischen I und 0_S	U_{I0}	0	20	V	
Spannung zwischen Q und 0_S	U_{Q0}	0	20	V	
Spannung zwischen I und Q	U_{IQ}	0	7	V	[1]
Diodendurchlaßstrom	I_{QI}	0	1	mA	
Programmierstrom	I_{QIP}	60	70	mA	[2]
Anstiegszeit der Programmierimpulse	t_r		1	µs	
Dauer der Programmierimpulse	t_P	10		ms	
Umgebungstemperatur	T_U	−25	85	°C	

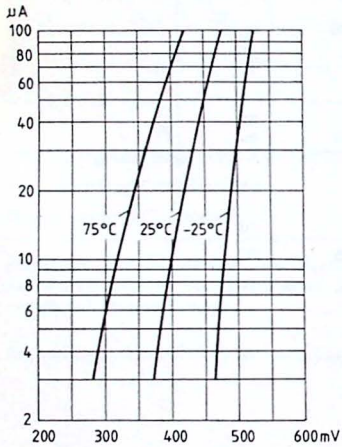
[1] während des Programmiervorganges darf U_{IQ} bei $T_U = 25\,°C$ max. 20 V betragen.
[2] Einstellung der Strombegrenzung beim Programmieren

Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min	typ	max	Einheit
Diodendurchlaßspannung	U_{IQ}	$T_U = 25\,°C$, $I_{IQ} = 10\,\mu A$ $T_U = -25\,°C$, $I_{IQ} = 10\,\mu A$		400 480		mV[1] mV[1]
Diodensperrstrom Substratsperrstrom	I_{IQ} I_{IO_S}	$U_{IQ} = 5{,}5\,V$ $U_{IO_S} = 5{,}5\,V$			100 500	nA nA
Widerstand der vorschriftsmäßig programmierten Sicherung	R	$\lvert U_I - U_Q \rvert \leq 5{,}5\,V$	20			MΩ

[1]) siehe auch Durchlaßkennlinien

Durchlaßkennlinien Q-I
(typische Kurven)

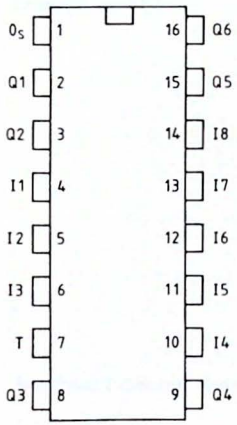


Verfügbare Standardbauformen

Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält 8 x 6 Schottkydioden oder in einer Matrixanordnung zu
8 Spalten (= 8 Kathodenanschlüsse bzw. 8 Eingänge I) und
6 Reihen (= 6 Anodenanschlüsse bzw. 6 Ausgänge Q)

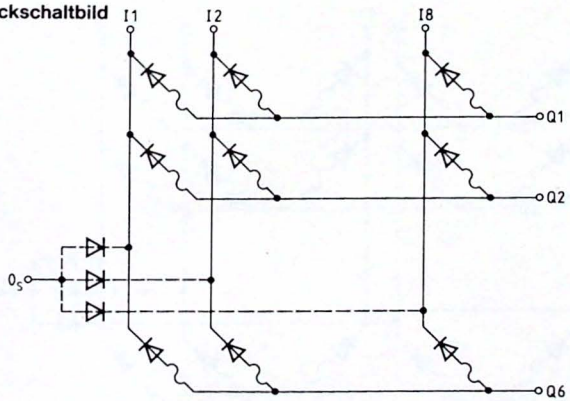
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschluß T dient zu Testzwecken
und darf nicht beschaltet werden.

I = Input
Q = Output
0_S = Substrat

Blockschaltbild



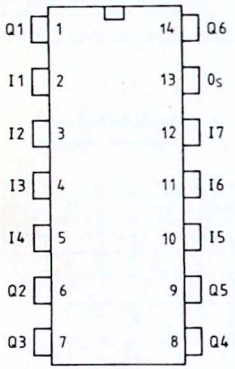
Verfügbare Standardbauformen

Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält 7 x 6 Schottkydioden in einer Matrixanordnung zu

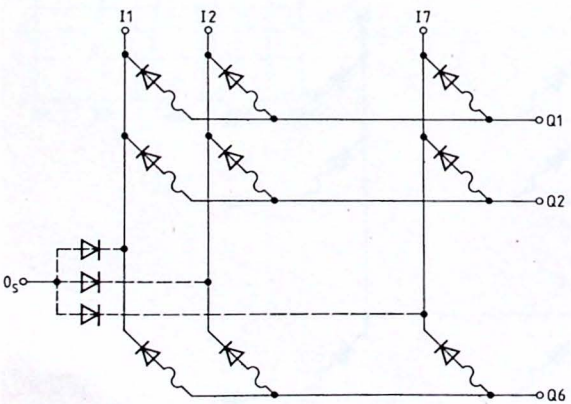
7 Spalten (= 7 Kathodenanschlüsse bzw. 7 Eingänge I) und
6 Reihen (= 6 Anodenanschlüsse bzw. 6 Ausgänge Q)

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



I = Input
Q = Output
0_S Substrat

Blockschaltbild



Verfügbare Standardbauformen

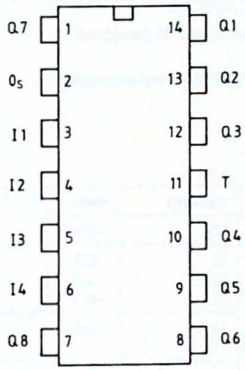
Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält 4 x 8 Schottkydioden in einer Matrixanordnung zu

4 Spalten (= 4 Kathodenanschlüsse bzw. 4 Eingänge I) und
8 Reihen (= 8 Anodenanschlüsse bzw. 8 Ausgänge Q)

TBB 304 ist anschlußgleich zu S 1353

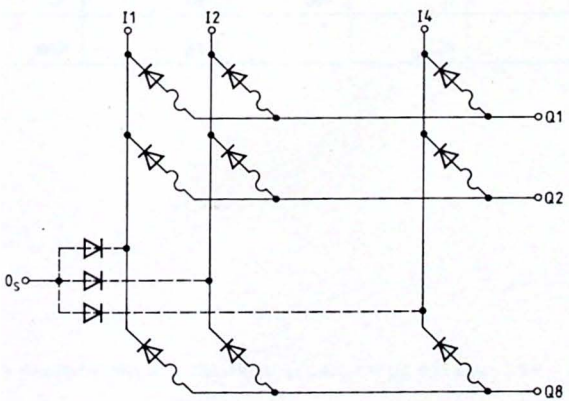
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



I = Input
Q = Output
0_S = Substrate

Anschluß T dient zu Testzwecken und darf nicht beschaltet werden.

Blockschaltbild



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S 89	Q67000-H1694	P-DIP-14

Frequenzteiler mit den wählbaren Teilerverhältnissen 50/51, 100/101, 100/102, 200/202.

Maximale Eingangsfrequenz 500 MHz bei Teilerverhältnis 100/102 und 200/202 sowie 250 MHz bei Teilerverhältnis 50/51 und 100/101.

Der S 89 ist speziell als Vorteiler für den S 187 B geeignet.

Hauptanwendung: Vorteiler in Dual Modulus-Frequenzteilern.

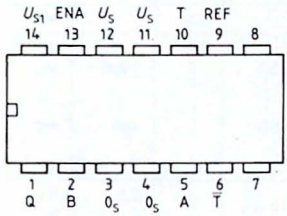
Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−0,3	7	V
Eingangsspannung ENA Eingangsspannung A, B Eingangsspannung T	U_I U_I U_I	−0,3 −0,3 −0,3	15 7 U_S +0,3	V V V
Ausgangsspannung Q1 Ausgang gesperrt	U_{Q1}	−0,3	12	V
Fremdspannung an REF	U_I	−0,3	U_S +0,3	V
Ausgangsstrom an Q1 Ausgang leitend U_{S1} offen	I_{Q1}		4	mA
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur Umgebungstemperatur	T_j T_{stg} T_U	 −55 −30	125 125 80	°C °C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		75	K/W

Funktionsdaten

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		4,5	5,5	V
Eingangsfrequenz	f_T	bei 50/51, 100/101		300[1])	MHz
Eingangsfrequenz	f_T	bei 100/102, 200/202		500[1])	MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 50/51, 100/101	20[1])		MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 100/101, 200/202	20[1])		MHz

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



[1]) Amplitude (SS) an T: 250 mV ≤ $U_{T\,SS}$ ≤ 400 mV; U_S: 4,75 ≤ U_S ≤ 5,5 V

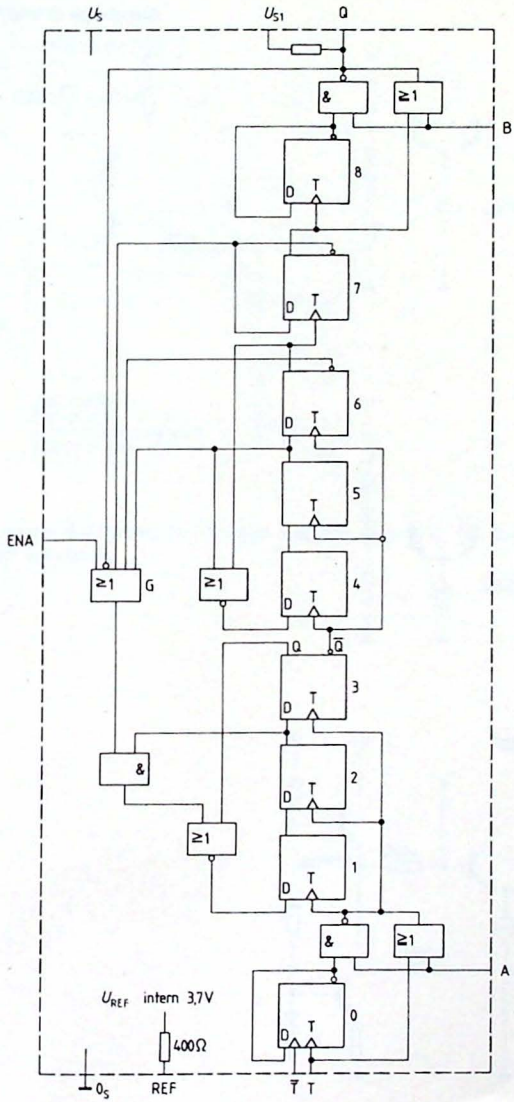
Kenndaten im Betriebsbereich
$U_S = 5$ V, $T_U = -30$ °C bis +80 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5	5,25	V
Speisestrom	I_S	Eing., Ausg. offen		55	85	mA
L-Eingangsspannung an ENA	U_{IL}				1	V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = -30$ °C	3,2			V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 25$ °C	3,0			V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 80$ °C	2,8			V
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = U_{ENAH} = f(T_U)$		0,17	0,3	mA
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = 9$ V		1,7	3	mA
L-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IL}				1,5	V
H-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IH}		$U_S - 0{,}1$		$U_S + 0{,}1$	V
H-Eingangsstrom an A bzw. B	I_{IH}	$U_{AB} = U_S$		0,5	1	mA
Schwellenspannung T	U_T	$U_S = 5$ V		3,7		V
Schaltspannungshub an T statisch (T und REF verbunden)	$U_{T\,SS}$		250		1600	mV
Schaltspannungshub an T bei 500 MHz (T und REF verbunden)	$U_{T\,SS}$	$U_S = 5$ V	250		400	mV
Ausgangsspannung an Q	U_Q	$I_{Q1} = 3{,}2$ mA			0,5	V
	U_Q	$U_{S1} = 11{,}5$ V			2	V
		$I_{S1} < 100$ µA				
R zwischen Q und U_{S1}	R_Q	$T_U = 25$ °C	2,0	2,5	3,2	kΩ

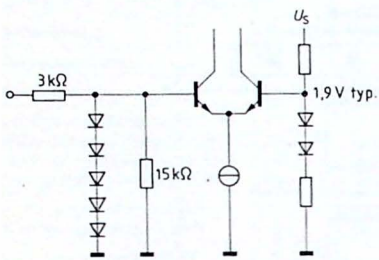
Wahrheitstabelle

A	B	ENA	f_T/f_Q	Eingangsfrequenz MHz min	Eingangsfrequenz MHz max
H	H	H	200	40	500
H	H	L	202		
H	L	H	100		
H	L	L	102		
L	H	H	100	20	250
L	H	L	101		
L	L	H	50		
L	L	L	51		

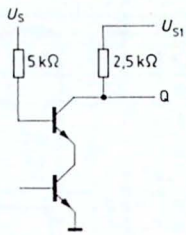
Blockschaltbild



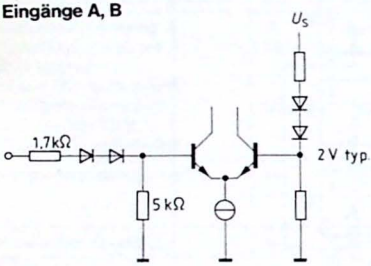
Eingang ENA



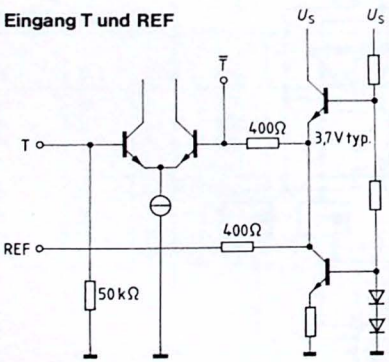
Ausgänge Q und U_{S1}



Eingänge A, B

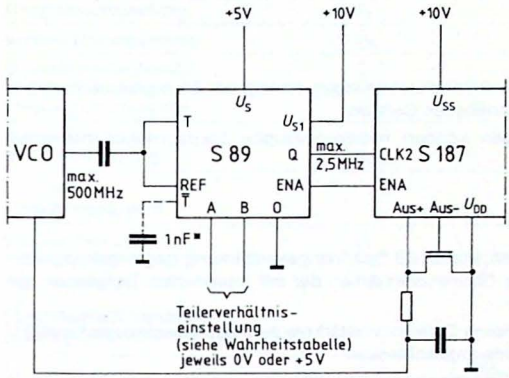


Eingang T und REF



Anwendungsbeispiel

Vorteiler für PLL-Bausteine S 187 B/C



*) Kondensator ist nur bei Betrieb in der Nähe der Grenzfrequenz und der Grenzeingangsempfindlichkeit notwendig.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S 1531 G	Q67000-A2063	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	orange/grün

Funktionsbeschreibung

Der NF-Verstärker wurde für kleine Betriebsspannungen konzipiert. Er eignet sich daher speziell für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten.

An den offenen Kollektorausgängen können mittenangezapfte Lautsprecher betrieben werden.

Schaltungsbeschreibung

Einem unsymmetrisch angesteuerten, auf 20 dB Spannungsverstärkung gegengekoppelten Differenzverstärker folgt ein zweiter Differenzverstärker, der mit integrierten Tiefpässen die obere Grenzfrequenz bestimmt.

An die gegenphasigen Ausgänge dieses Differenzverstärkers sind stromgesteuerte Boosterverstärker mit hoher Stromverstärkung angeschlossen.

Ein Gegenkopplungszweig bis zum Eingang des zweiten Differenzverstärkers legt die Gesamtverstärkung der Schaltung auf 40 dB ± 3 dB fest.

Zusatzschaltungen verhindern die Sättigung der Vorstufentransistoren, wodurch maximale Ausgangsleistung bei kleinem Klirrfaktor erreicht wird.

Eine Regelschleife macht den Ruhestrom der Ausgangstransistoren temperaturunabhängig.

Der Verstärker läßt sich mit einer „Mute"-Spannung einschalten. Bei fehlender Mutespannung ist der Verstärker bis auf Restströme von einigen µA ausgeschaltet.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−0,3		2,0	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q			250	mA
Muteeingangsspannung	U_M			U_S	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur Umgebungstemperatur	T_j T_{stg} T_U	 −40 −20		125 125 60	°C °C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			200	K/W

Funktionsbereich

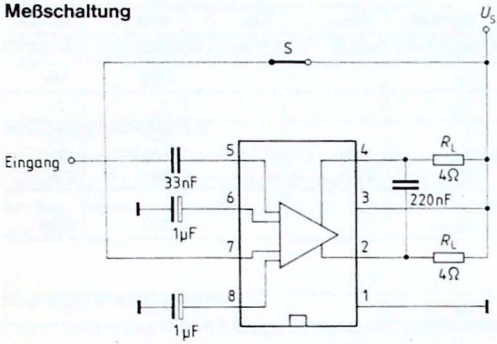
Speisespannung	U_S	1		1,7	V

Elektrische Kenndaten

$U_S = 1{,}2$ V; $T_U = -10$ °C bis +40 °C

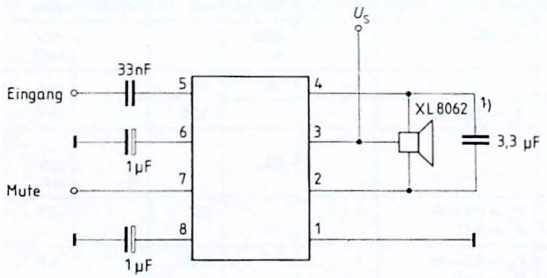
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüf-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	I_S I_S	$U_M = U_S$ $U_M = 0$	1 1		5	20 20	mA µA
Ausgangsleistung	P_Q	$f = 1$ kHz, $k = 10\%$ $R_L = 4\ \Omega$	1		120		mW
Spannungsverstärkung	V_U V_U	$T_U = 25$ °C	1 1	37 35	40 40	43 45	dB dB
Grenzfrequenz	f_u f_o	−3 dB	1 1	200 5			Hz kHz
Eingangswiderstand	R_I		1	30	50		kΩ
Restspannung	U_{CEsat}	$I_Q = 225$ mA	1		300		mV
Mutesteuerstrom freigegeben gesperrt	 I_M I_M			 50		 5	 µA µA
Signalrauschabstand	S/N	$P_Q = 50$ mW $R_L = 4\ \Omega$	1		50		dB
Stromaufnahme	I_S	$P_Q = 80$ mW $R_L = 4\ \Omega$	1		140		mA
Wirkungsgrad	η	$P_Q = 80$ mW $R_L = 4\ \Omega$	1		48		%
Klirrfaktor Klirrfaktor	k k	$f = 0{,}2$–5 kHz $P_Q = 80$ mW $f = 0{,}5$–2 kHz $P_Q = 80$ mW	1 2		5 1,5		% %

Bild 1
Meßschaltung



S geschlossen: Verstärkerbetrieb
S offen: Verstärker gesperrt

Bild 2
Anwendungsschaltung



1) Bezeichnung der Fa. Knowtes, USA

Leistungsoperationsverstärker, Leistungsbrücken, Motoransteuerungen

Produktübersicht

Typ			Eigenschaften								
			Max. Ausgangsstrom	Funktionsbereich U_S	Max. Spannungsfestigkeit U_S	Kurzschlußfest nach $+U_S$	Kurzschlußfest nach $-U_S$	Freilaufdioden nach $\pm U_S$	Inhibit	Gehäuse
Leistungs-OP	Einfach	TCA 365	3 A	36 V	36 V	$U_S < 30$V ●	$U_S < 30$V ●			P-T66-5-H
		TCA 365 B	4 A	40 V	42 V	●	●	●		P-T66-5-H
		TCA 1365 B	4 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-T66-7-H
	Zweifach	TCA 2365	2,5 A	30 V	36 V	●	●		●	P-SIP-9
		TCA 2365 A	2,5 A	30 V	36 V	●	●		●	P-DIP-18-L9
		TCA 2465	2,5 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-SIP-9
		TCA 2465 A	2,5 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-DIP-16-L10
Leistungsvollbrücken	DC-Motor ICs	TLE 4201 A1	1 A	17 V	36 V		●			P-DIP-18-L9
		TLE 4201 S1	1 A	17 V	36 V		●			P-SIP-9
		TLE 4202	1,5 A	17 V	36 V		●			P-T66-7-H
		TLE 4202 B	2 A	17 V	36 V		●	●		P-T66-7-H
		TLE 4204	3 A	24 V	45 V	●	●	●		P-T66-7-H
	Schrittmotor ICs	TCA 1560 B	1,25 A	40 V	45 V	●		●	●	P-DIP-18-L9
		TCA 1561 B	2,5 A	40 V	45 V	●		●	●	P-SIP-9

Bipolare Schaltung

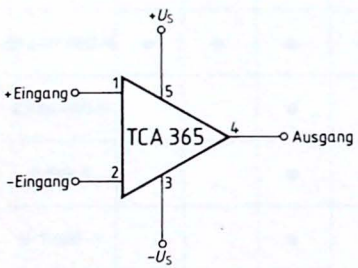
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ S TCA 365	Q67000-A1875	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H
■ TCA 365 H	Q67000-A2145	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H

Der TCA 365 ist ein Leistungs-OP im Gehäuse ähnlich TO-220. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 3,0 A bei max. Versorgungsspannung von ±18 V. Die IC ist gegen thermische Überlastung geschützt.

Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 3,0 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 36 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 5 V/µs
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung

Anschlußanordnung



Anschluß 3 elektrisch mit Kühllasche verbunden

■ Nicht für Neuentwicklung

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	±18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	3,0	A
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	150 −55 bis 125	°C °C
Verlustleistung bei $T_G = 90$ °C	P_{tot}	15	W
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	$R_{th\ SG}$	5	K/W

Funktionsbereich

Betriebsspannung	U_S	±4 bis ±18	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	$V_{U\ min}$	20	dB

Kenndaten

$U_S = \pm 15$ V, $T_G = +25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	3 3	−100	 0,2	100 1	nA µA
Ausgangsspannung $R_L = 13\ \Omega$ $R_L = 4{,}7\ \Omega$ Ausgangsspannung $R_L = 470\ \Omega$, $f = 100$ kHz, $V_U = 30$ dB	U_{Qss} U_{Qss}	4 4	±12,5 ±11,7	±13 ±12 ±10		V V V
Eingangswiderstand $f = 1$ kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 8{,}2\ \Omega$, $f = 100$ Hz	V_{U0}	5	80	90		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+13,4/−15	+13,5/−15,1		V
Gleichtaktunterdrückung Betriebsspannungsunterdrückung	k_{CMR} k_{SVR}	6 7	75 70	83 80		dB dB
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} $-25 \le T_G \le 85$ °C Temperaturkoeffizient d. I_{I0} $-25 \le T_G \le 85$ °C	α_{UI0} α_{II0}	2 3		50 0,4		µV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invertierenden Betrieb*) Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invertierenden Betrieb*)	S S	8 9		5 5,5		V/µs V/µs
Fremdspannung auf den Eing. bezogen	U_N	1		3		µV

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite

Meßschaltungen

Bild 1
Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung

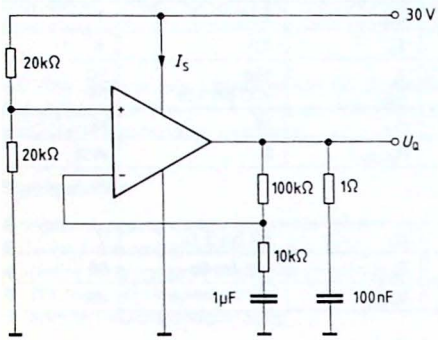


Bild 2
Eingangsnullspannung *TK* der U_{IO}

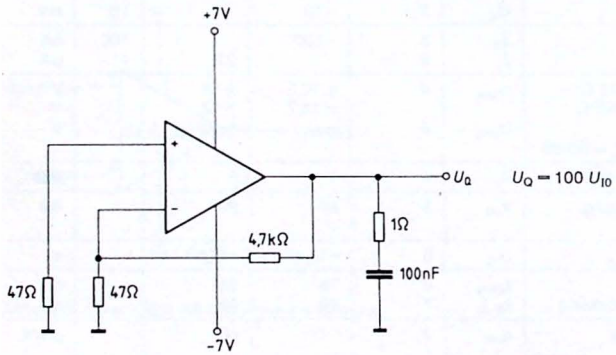
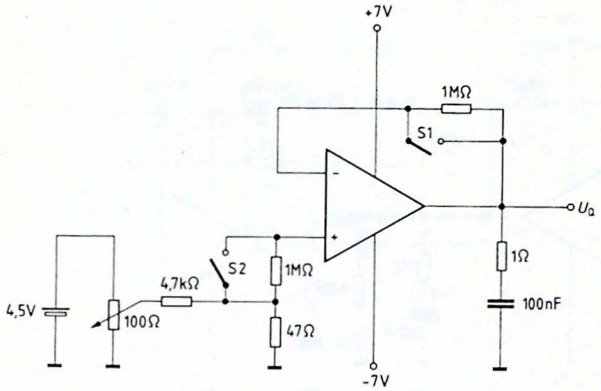


Bild 3
Eingangsnullstrom; Eingangsstrom, *TK* des I_{IO}



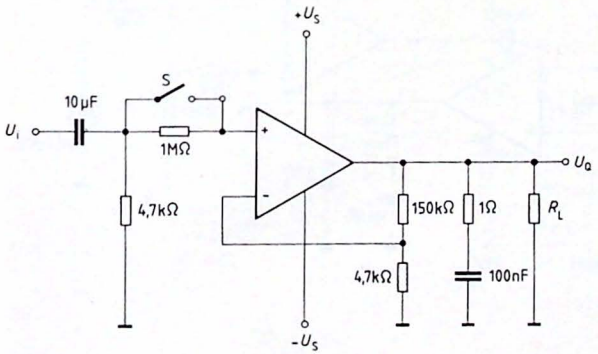
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

Bild 4
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Bild 5
Leerlaufspannungsverstärkung

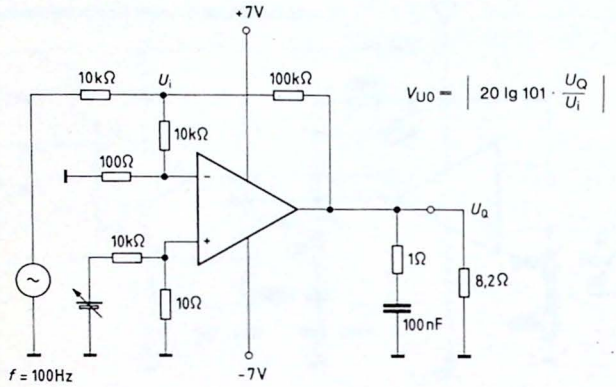


Bild 6
Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{UO} (dB) − V_{UC} (dB)

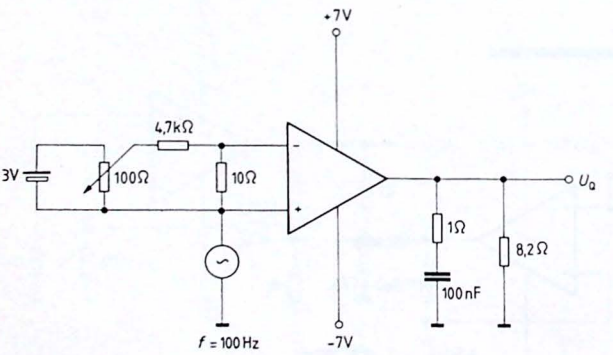
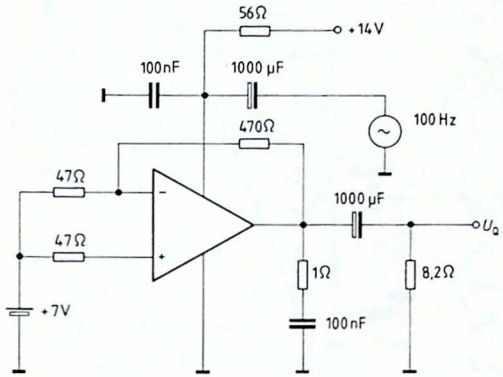


Bild 7
Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Bild 8
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

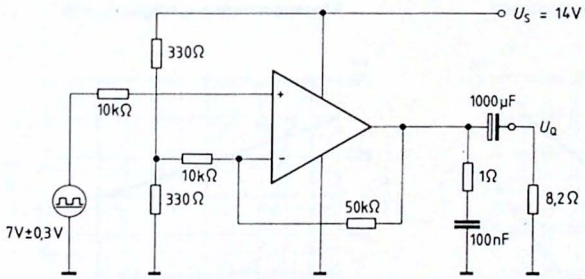
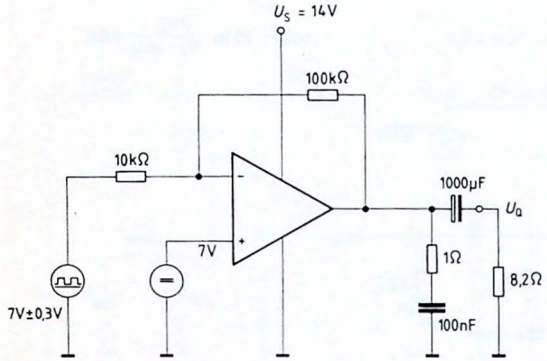
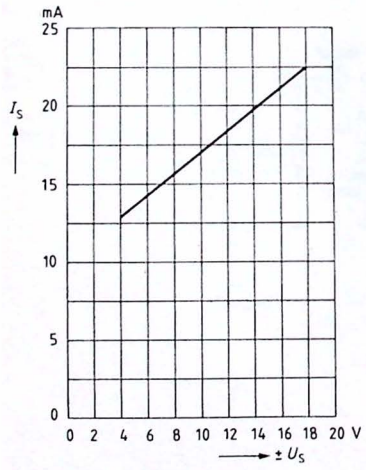


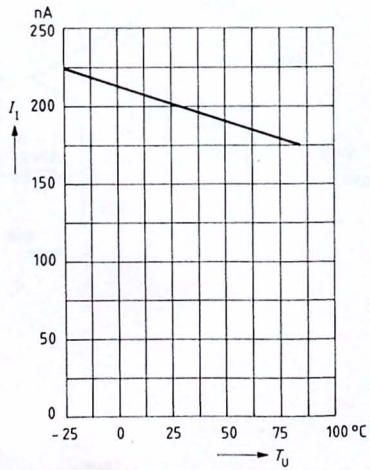
Bild 9
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



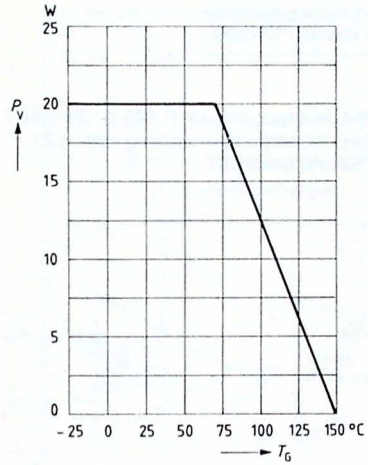
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



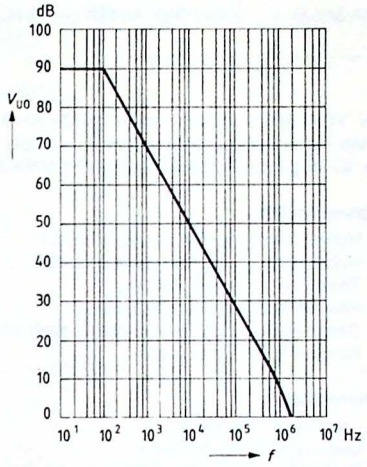
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



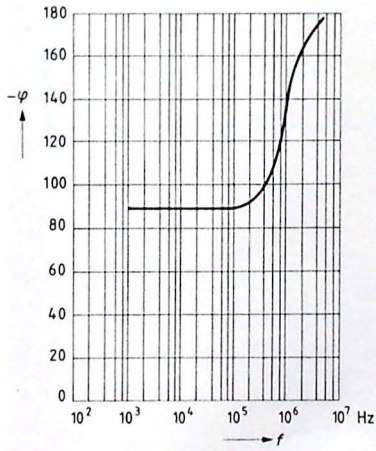
Max. zul. Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



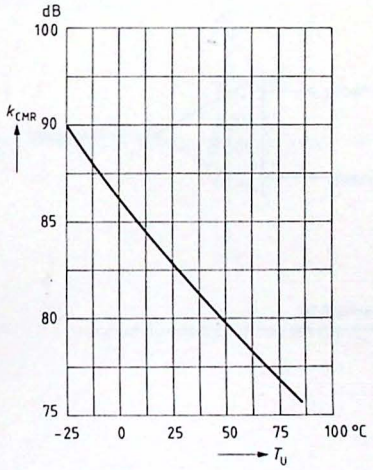
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



Phasenlage $-\varphi = f(f)$



Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_U)$



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 365 B	Q67000-A8189	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H (ähnlich TO-220)

Der TCA 365 B ist ein Leistungs-OP im Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 4 A bei einer max. Versorgungsspannung von ± 21 V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

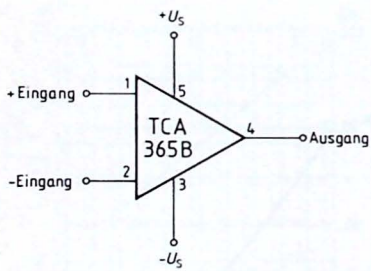
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 4 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 42 V
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung
- Gleichspannungskurzschlußfest nach $+U_S$ und $-U_S$
- Integrierte Freilaufdioden

Anwendungen

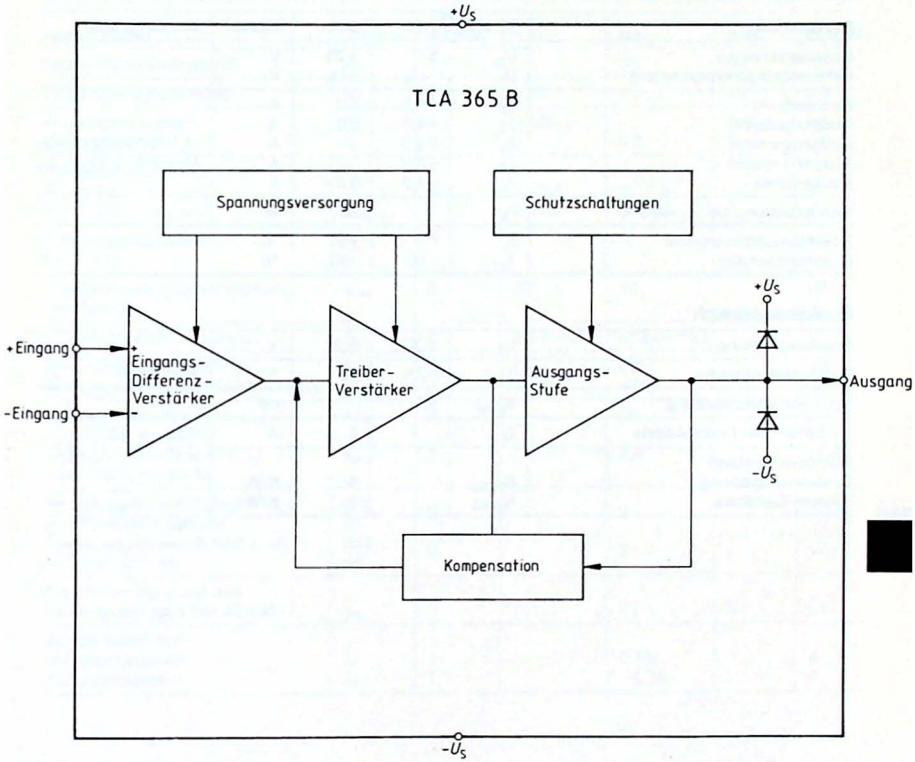
- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren

Anschlußanordnung



Anschluß 3
elektrisch mit der Kühllasche verbunden

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_G = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	U_S	0	±21	V	
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$-U_S$	$+U_S$	V	
Speisestrom	I_S	−3,5	4,0	A	
Ausgangsstrom	I_Q	−4,0	4,0	A	
Ausgangsstrom	I_Q	−2,0		A	$U_S \geq \pm 15\,V$, $U_Q < -U_S$
Ausgangsstrom	I_Q	−3,0		A	$U_S \geq \pm 10\,V$, $U_Q < -U_S$
Massestrom	I_M	−4,0	3,5	A	
Verlustleistung bei $T_G = 85\,°C$	P_V		20	W	
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±3	±20	V	
Gehäusetemperatur	T_G	−25	85	°C	$P_V = 13\,W$
Spannungsverstärkung	$V_{U\,min}$	20		dB	
Flußstrom der Freilaufdiode	I_F		3	A	$T_{j\,max} = 125\,°C$
Wärmewiderstand					
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		3	K/W	

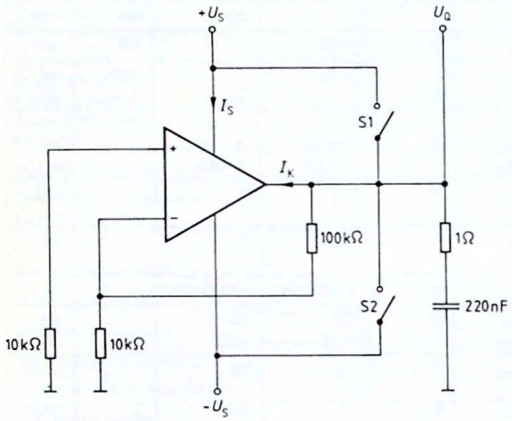
Kenndaten

$U_S = \pm 15$ V, $T_G = +25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	−100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,2	1	µA
Ausgangsspannung						
$R_L = 12\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}	4	± 13,0	± 13,5		V
$R_L = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}		± 12,5	± 13,0		V
Eingangswiderstand $f = 1$ kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+13/−15	+13,5/−15,1		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	70	80		dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}	7	−70	−80		dB
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} $-25\,°C \le T_G \le +85\,°C$	α_{UI0}	2		50		µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} $-25\,°C \le T_G \le +85\,°C$	α_{II0}	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invert. Betrieb	$\frac{duq}{dtr}$	8		2		V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invert. Betrieb	$\frac{duq}{dtr}$	9		2		V/µs
Fremdspannung auf den Eingang bezogen DIN 45405	U_N	1		2	5	µV
Kurzschlußstrom						
(S1 geschlossen)	I_K	1		0,75		A
(S2 geschlossen)	I_K	1		−0,75		A

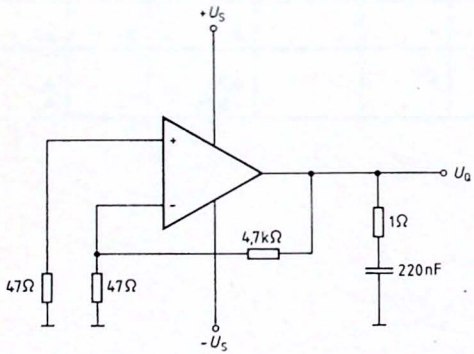
Prüf- und Meßschaltungen

Bild 1
Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung



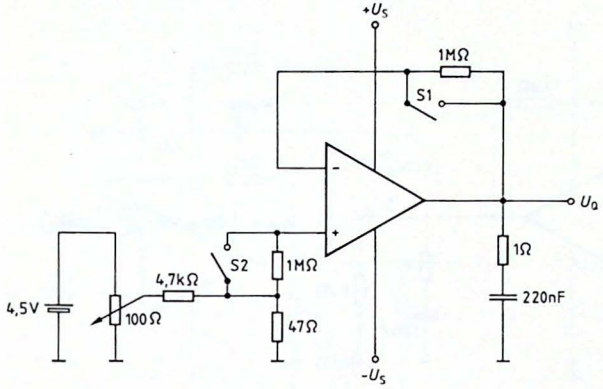
S1 und S2 wie gezeichnet, wenn nicht anders angegeben

Bild 2
Eingangsnullspannung, Temperaturkoeffizient der U_{IO}



$U_Q = 100\ U_{IO}$

Bild 3
Eingangsnullstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des I_{IO}



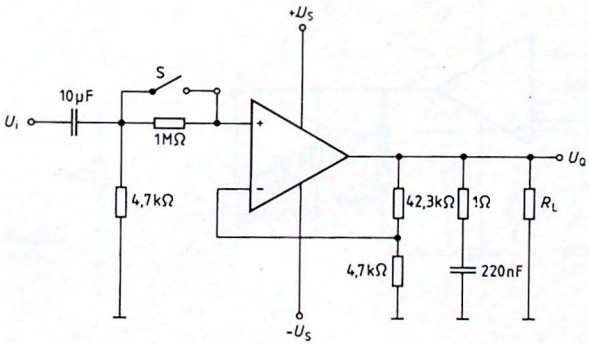
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

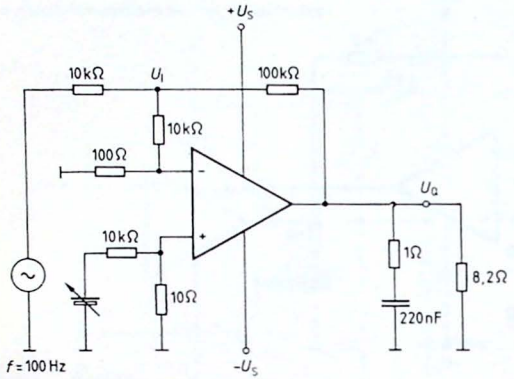
S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

Bild 4
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Bild 5
Leerlaufspannungsverstärkung



$$V_{UO} = \left| 20 \lg 101 \cdot \frac{U_Q}{U_i} \right| \text{(dB)}$$

Bild 6
Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{UO} (dB) − V_{UC} (dB)

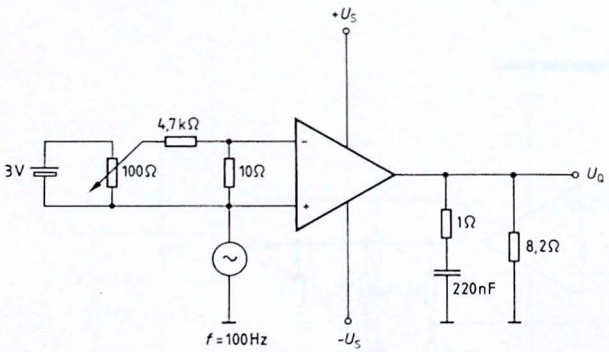
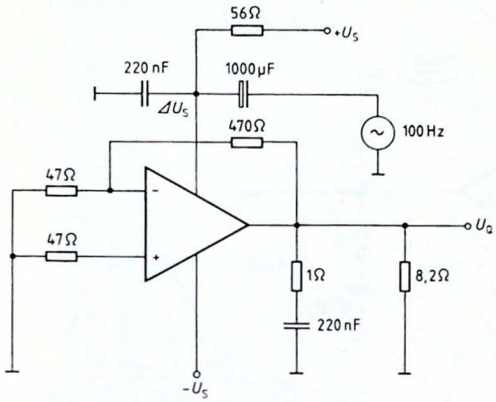


Bild 7
Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ (dB)}$$

Bild 8
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

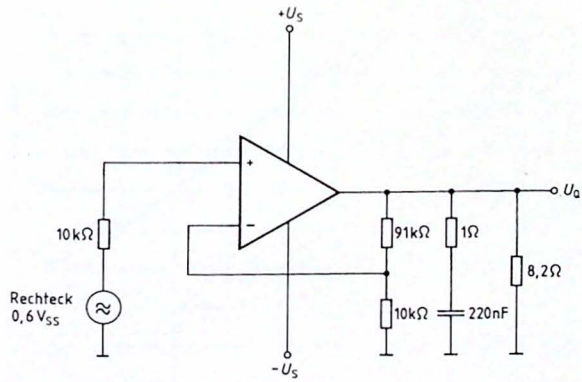
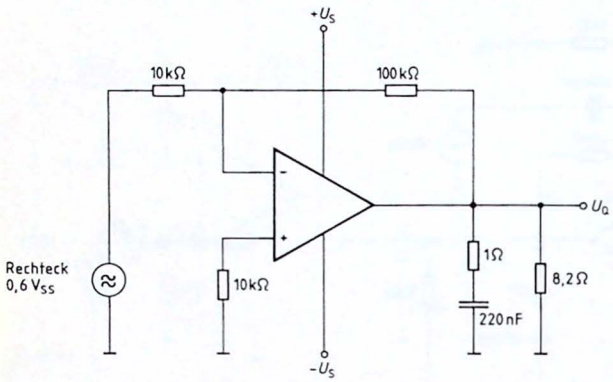
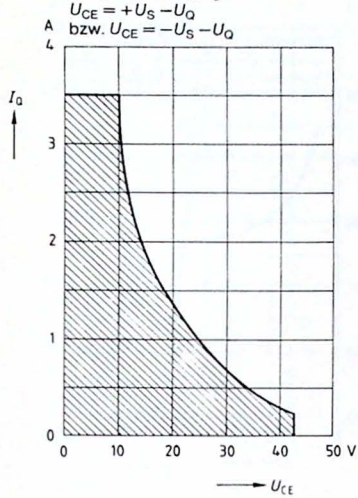


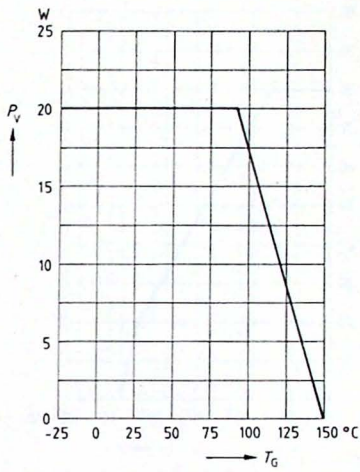
Bild 9
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



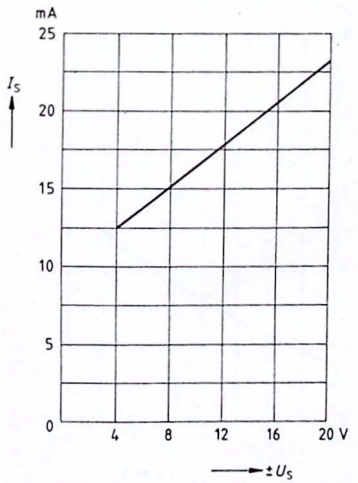
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f(U_{CE})$
(Sicherer Arbeitsbereich der Ausgangsstufe); $T_G = 25\,°C$
$U_{CE} = +U_S - U_Q$
bzw. $U_{CE} = -U_S - U_Q$



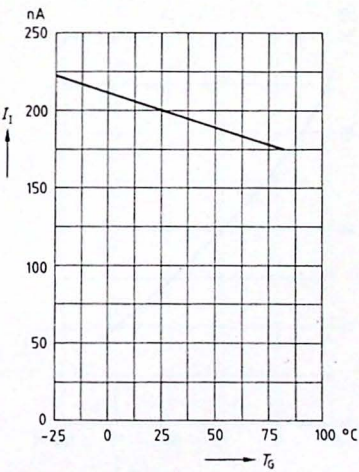
Max. zul. Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



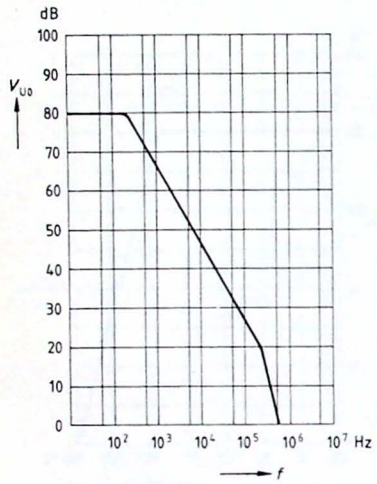
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$T_G = 25\,°C$



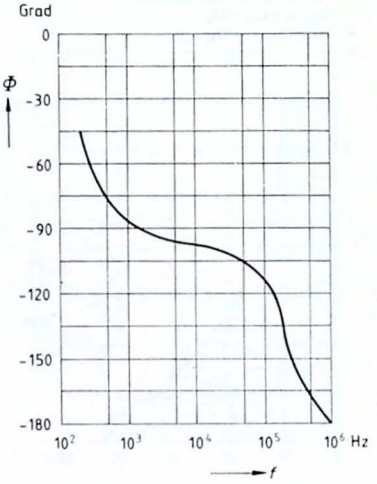
Eingangsstrom $I_I = f(T_G)$
$U_S = \pm 15\,V$



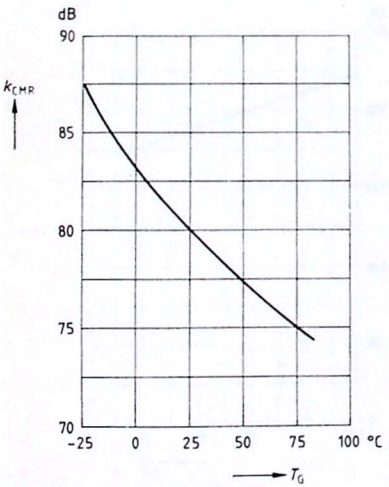
Amplitudengang $A_{U0} = f(f)$
$U_S = \pm 15$ V, $T_G = 25$ °C



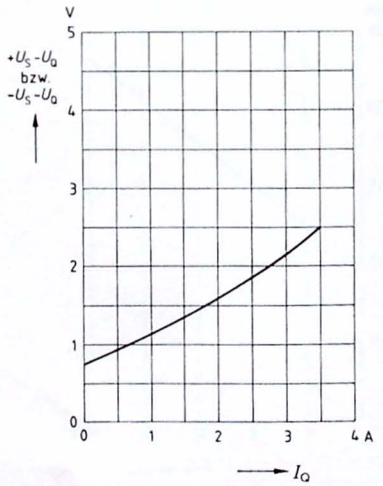
Phasengang $\Phi = f(f)$
$U_S = \pm 15$ V, $T_G = 25$ °C



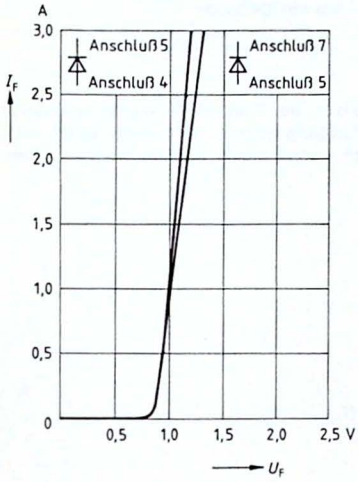
Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_G)$
$U_S = \pm 15$ V



Sättigungsspannung $U_{SAT} = f(I_Q)$
$T_G = 25$ °C



Flußstrom $I_F = f(U_F)$
$T_G = 25\,°C$



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 1365 B	Q67000-A8190	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-7-H

Der TCA 1365 ist ein Leistungsoperationsverstärker im Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-7 (ähnlich TO-220). Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 4 A bei einer max. Versorgungsspannung von ±21 V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

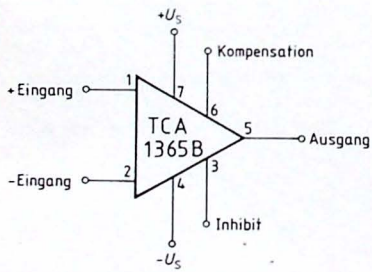
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 4 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 42 V
- Bis Verstärkung 1 einsetzbar
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung
- Ext. Kompensation
- Inhibit-Eingang (TTL-kompatibel)
- Gleichspannungskurzschlußfest nach $+U_S$ und $-U_S$
- Integrierte Freilaufdioden

Anwendungen

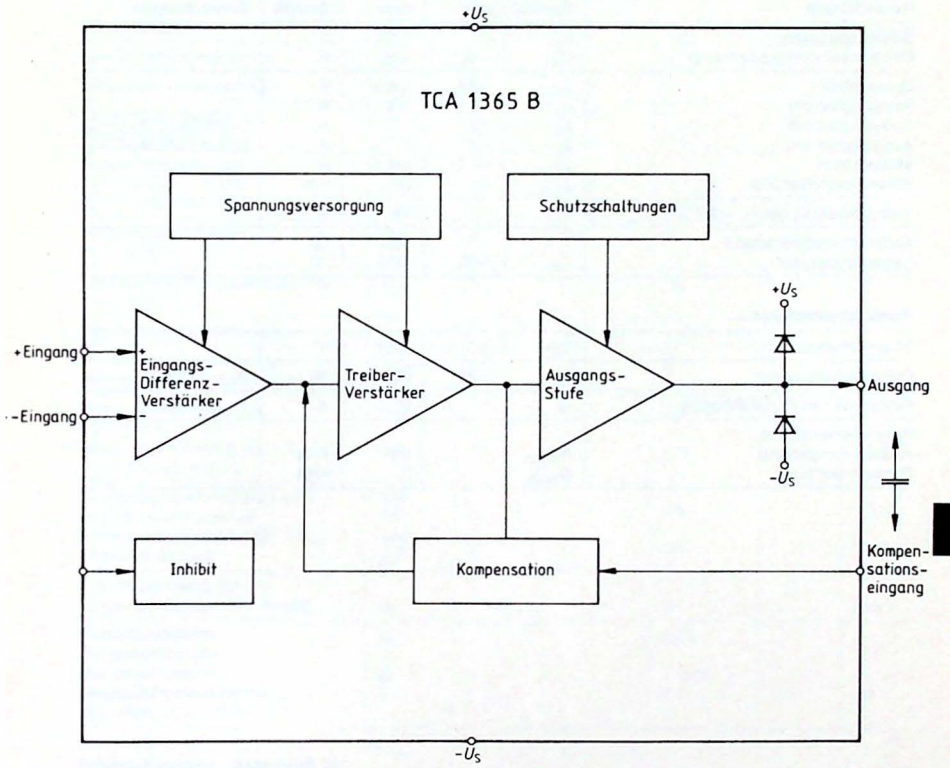
- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren
- Leistungsbuffer

Anschlußanordnung



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühllasche verbunden

Blockschaltbild



Grenzdaten
T_U −25 °C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	U_S	0	±21	V	
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$-U_S$	$+U_S$	V	
Speisestrom	I_S	−3,5	+4,0	A	
Ausgangsstrom	I_Q	−4	+4	A	
Ausgangsstrom	I_Q	−2		A	$U_S \geq \pm 15$ V; $U_Q < -U_S$
Ausgangsstrom	I_Q	−3		A	$U_S \geq \pm 10$ V; $U_Q < -U_S$
Massestrom	I_M	−4,0	+3,5	A	
Strom Anschluß 3,6	$I_{3,6}$	0	5	mA	
Verlustleistung bei $T_G = 85$ °C	P_V		20	W	
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±3	±20	V	
Gehäusetemperatur	T_G	−25	85	°C	$P_V = 13$ W
Flußstrom der Freilaufdioden	I_F		3	A	$T_{j\,max} = 125$ °C
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		3	K/W	

Kenndaten

$U_S = \pm 15$ V, $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	3 3	−100	 0,2	100 1	nA µA
Ausgangsspannung $R_L = 12\ \Omega$; $f = 1$ kHz $R_L = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz	 U_{Qss} U_{Qss}	 4	 ±13,0 ±12,5	 ±13,5 ±13,0		 V V
Eingangswiderstand $f = 1$ kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+13/−15	+13,5/−15,1		V
Gleichtaktunterdrückung Betriebsspannungsunterdrückung	k_{CMR} k_{SVR}	6 7	70 −70	80 −80		dB dB
Temp. Koeffizient d. U_{I0} $-25\,°C \le T_G \le +85\,°C$ Temp. Koeffizient d. I_{I0} $-25\,°C \le T_G \le +85\,°C$	α_{UI0} α_{II0}	2 3		50 0,4		µV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invert. Betrieb Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invert. Betrieb	$\frac{dug}{dtr}$ $\frac{dug}{dtr}$	8 9		0,5 0,5		V/µs V/µs
Fremdspannung auf den Eingang bezogen DIN 45405	U_N	1		2	5	µV
Kurzschlußstrom (S1 geschlossen) (S2 geschlossen) Leerlaufstromaufnahme (S3 offen; $U_3 \ge 2$ V)[3]	I_K I_K I_S	1 1 1		0,75 −0,75 1,5	 3,5	A A mA

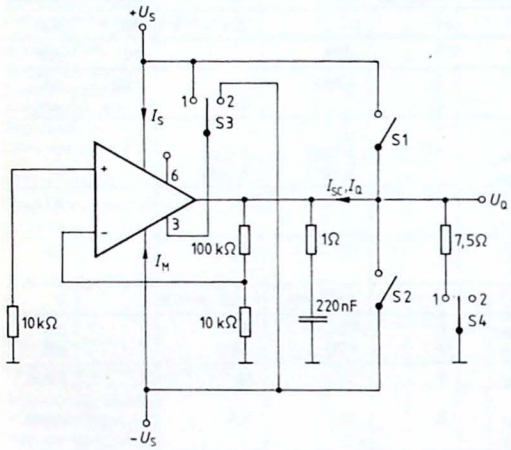
Inhibit-Eingang (Anschluß 3)

U_3 für Verstärker aus U_3 für Verstärker ein[3]	U_{3A} U_{3E}	1 1	2		 0,5	V V
Einschalttotzeit $I_Q \ge 1$ A[2] Ausschalttotzeit $I_Q \le 1$ A[2]	t_{dE} t_{dA}	1 1		2 50	5 100	µs µs

[2] S4 geschlossen
[3] bezogen auf $-U_S$

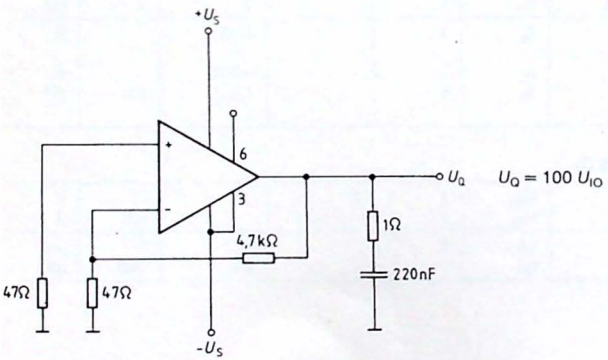
Prüf- und Meßschaltungen

Bild 1
Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung



S1 bis S4 wie gezeichnet, wenn nicht anders angegeben

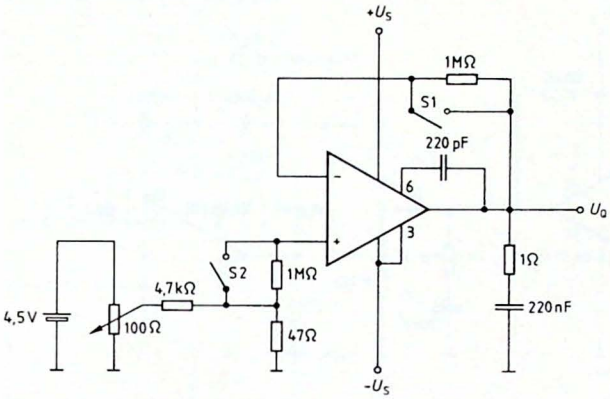
Bild 2
Eingangsnullspannung, Temperaturkoeffizient der U_{IO}



$U_Q = 100\ U_{IO}$

Prüf- und Meßschaltung

Bild 3
Eingangsnullstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des I_{IO}



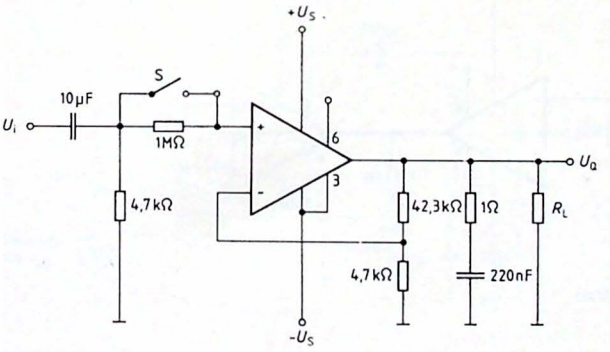
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

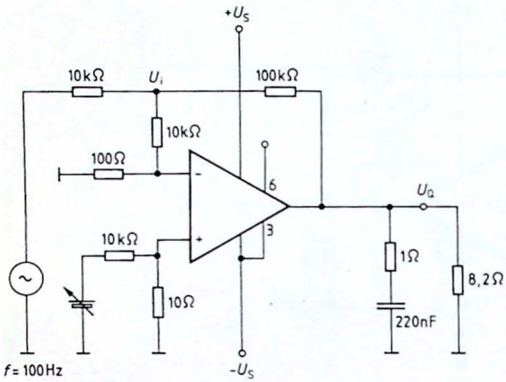
Bild 4
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

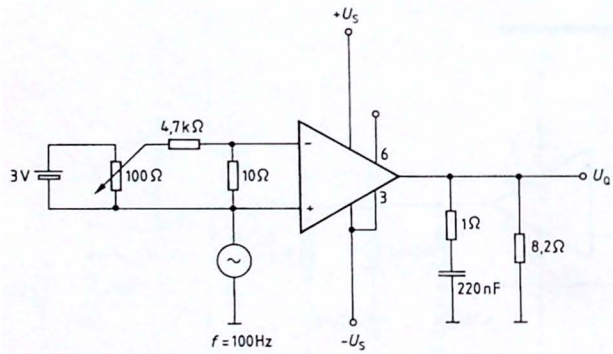
Prüf- und Meßschaltungen

Bild 5
Leerlaufspannungsverstärkung



$$V_{UO} = \left| 20 \lg 101 \cdot \frac{U_Q}{U_i} \right| \text{ [dB]}$$

Bild 6
Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{UO} (dB) − V_{UC} (dB)



Prüf- und Meßschaltungen

Bild 7
Betriebsspannungsunterdrückung

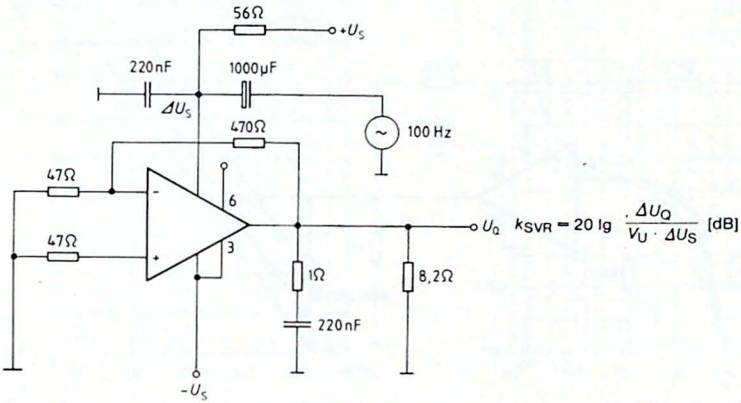
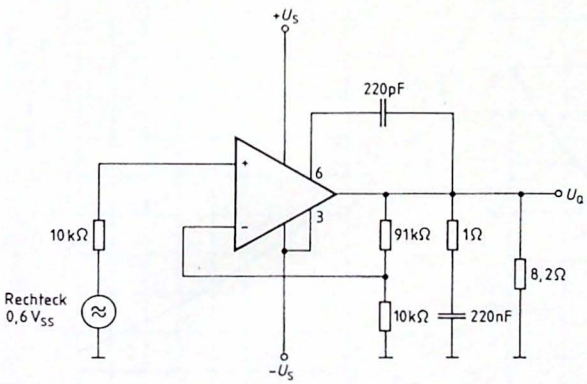
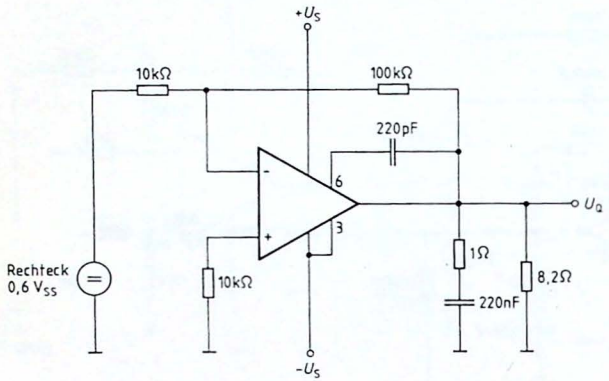


Bild 8
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

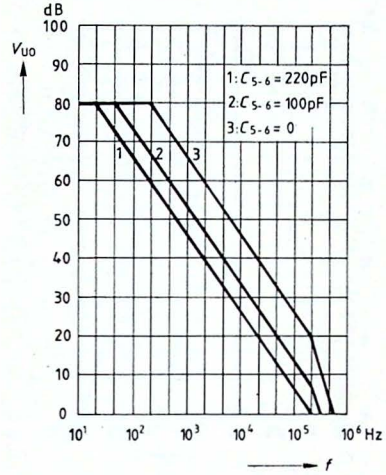


Prüf- und Meßschaltungen

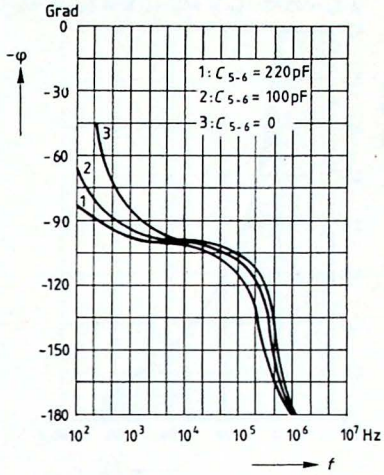
Bild 9
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



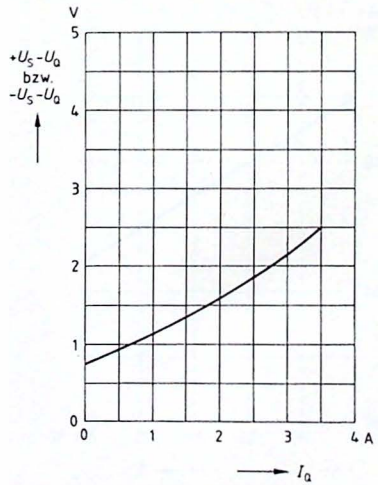
Amplitudengang $V_{UO} = f(f)$
$T_G = 25\,°C$; $U_S = \pm 15$ V



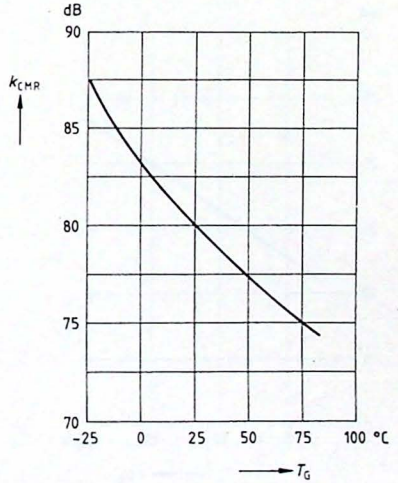
Phasenlage $-\varphi = f(f)$
$T_G = 25\,°C$; $U_S = \pm 15$ V



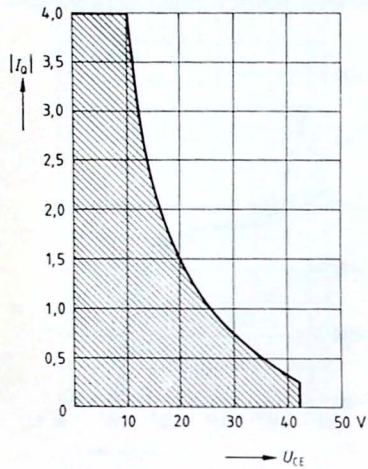
Sättigungsspannung $U_{sat} = f(I_Q)$
$T_G = 25\,°C$



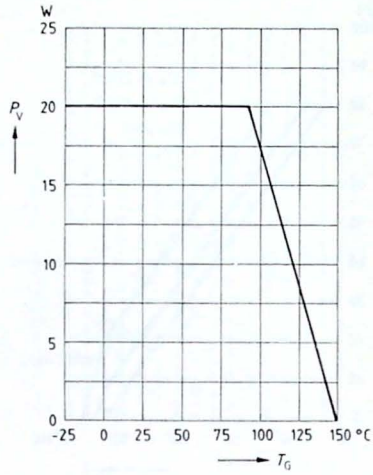
Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_G)$
$U_S = \pm 15$ V



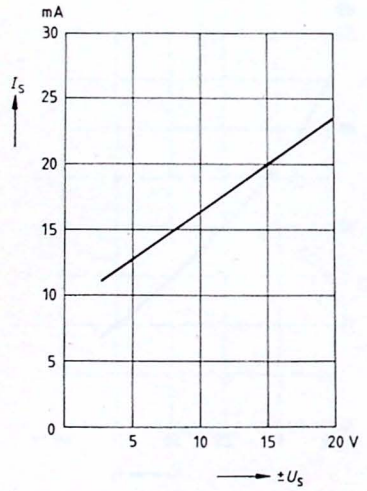
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f\,(U_{CE})$
(sicherer Arbeitsbereich der Ausgangsstufe)
A $T_G = 25\,°C$; $U_{CE} = +U_S - U_Q$ bzw. $U_{CE} = -U_S - U_Q$



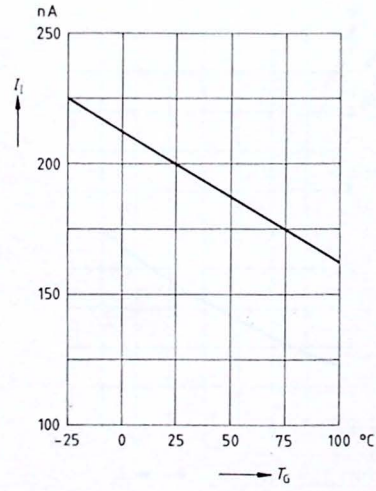
Max. zulässige Verlustleistung
$P_V = f\,(T_G)$



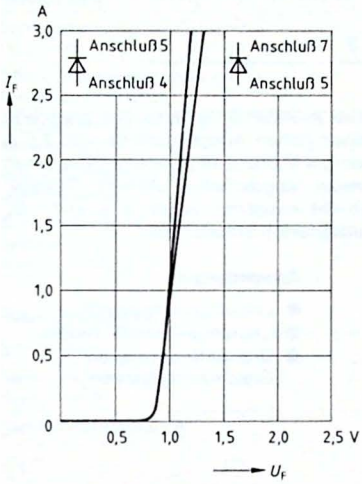
Stromaufnahme $I_S = f\,(U_S)$
$T_G = 25\,°C$



Eingangsstrom $I_I = f\,(T_G)$
$U_S = \pm 15\,V$



Flußstrom $I_F = f(U_F)$
$T_G = 25°C$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 2365	Q67000-A1876	P-SIP-9
TCA 2365 A	Q67000-A8017	P-DIP-18-L9

Der TCA ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-SIP-9 Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen ±4 V und ±15 V liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker gemeinsam abgeschaltet werden (Tristate; $Z_Q \approx 4$ kΩ). Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen $+U_S$ und $-U_S$ kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

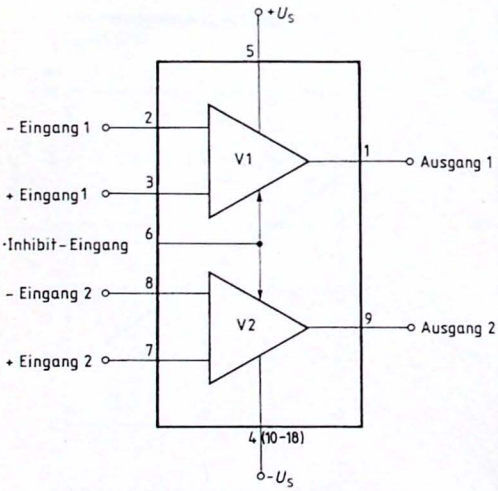
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsstrom von 2 mal 2,5 A
- Weiter Betriebsspannungsbereich 8 V bis 32 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 4 V/µs
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastungsschutz
- Ausgänge „tristatefähig" durch Inhibit-Eingang

Anwendungen

- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung für Gleichstrommotoren

Anschlußanordnung TCA 2365 (TCA 2365 A)



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühllasche verbunden
(Anschluß 4 ist extern mit Anschluß 10-18 zu verbinden)

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TCA 2365	TCA 2365 A	Einheit
Speisespannung	U_S	±16	±16	V
$t = 50$ ms	U_S	±18	±18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	$\pm U_S$	V
Ausgangsspannung	U_Q	$-U_S-1$ bis $+U_S+1$		V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	±2,5	±2,5	A
Speisestrom	I_S	5,5	5,5	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 150	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	65	60	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$	6	10	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±4 bis ±15	±4 bis ±15	V
Gehäusetemperatur $P_{tot} = 10{,}0$ W	T_G	−25 bis 85	−25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	$V_{U\ min}$	10	10	dB

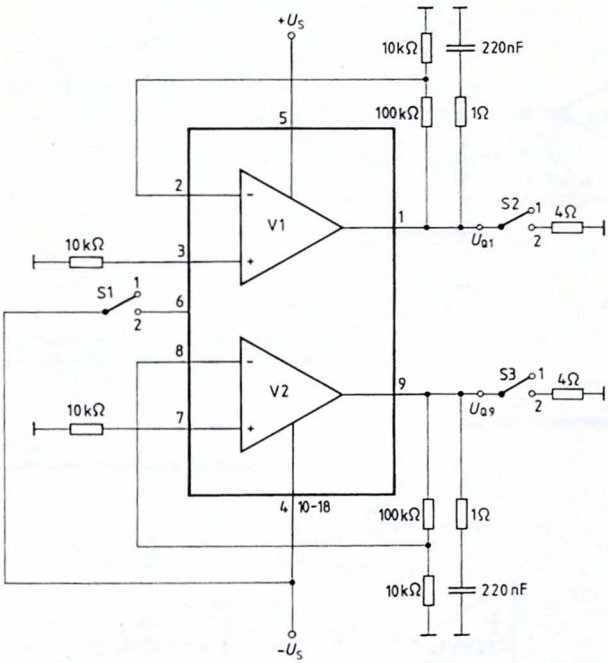
Kenndaten
$U_S = \pm 10$ V; $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme						
S1 in Stellung 1	I_S	1		30	50	mA
S1 in Stellung 2	I_{SM}	1		5	8	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	−100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,25	1	µA
Ausgangsspannung						
$R_L = 12\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}	4	±8,5	±9,0		V
$R_L = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}	4	±8,0	±8,5		V
$R_L = 470\ \Omega$; $f = 50$ kHz	U_{Qss}	4		±6,0		V
Eingangswiderstand $f = 1$ kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+7/−10	+7,5/−10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	k_{SVR}	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient der U_{I0} für $-25\,°C \le T_G \le 85\,°C$	α_{UI0}	2		50		µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} für $-25\,°C \le T_G \le 85\,°C$	α_{II0}	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierenden Betrieb*)	$\frac{duq}{dtr}$	8		4		V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierenden Betrieb*)	$\frac{duq}{dtr}$	9		4		V/µs
Fremdspannung auf den Eingang bezogen	U_N	1		3		µV
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen)						
U_6 für IC ausgeschaltet	$U_{6\,A}$	1	0		1,0	V
U_6 für IC eingeschaltet	$U_{6\,E}$	1	3,0		6	V
Einschaltzeit bezüglich $U_{6\,A/E}$ $\lvert I_{1;9} \rvert > 1$ A	t_{dE}	1		2	5	µs
Ausschaltzeit S2 und S3 in Stellung 2 $\lvert I_{1;9} \rvert < 1$ A	t_{dA}	1		15	30	µs

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern –Leistungsbandbreite –

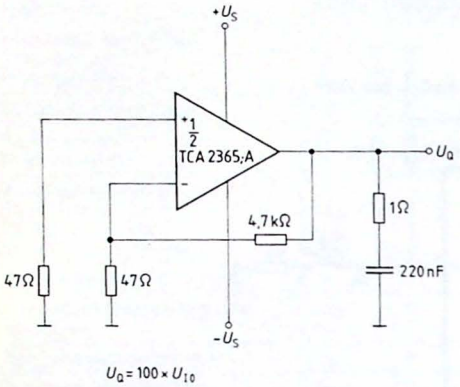
Meßschaltungen

Bild 1
Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung, Abschaltspannung



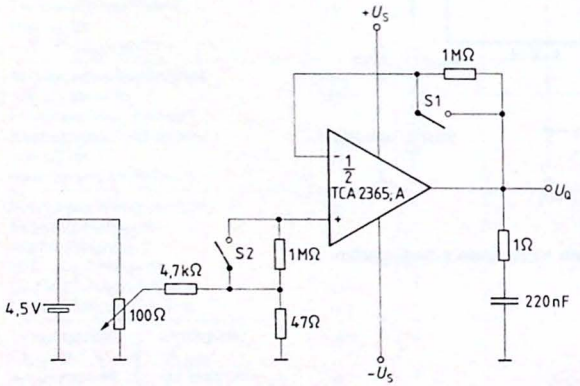
Schalter wie gezeichnet, wenn nicht anders angegeben

Bild 2
Eingangsnullspannung, *TK* der U_{IO}



$U_Q = 100 \times U_{IO}$

Bild 3
Eingangsnullstrom; Eingangsstrom, *TK* des I_{IO}



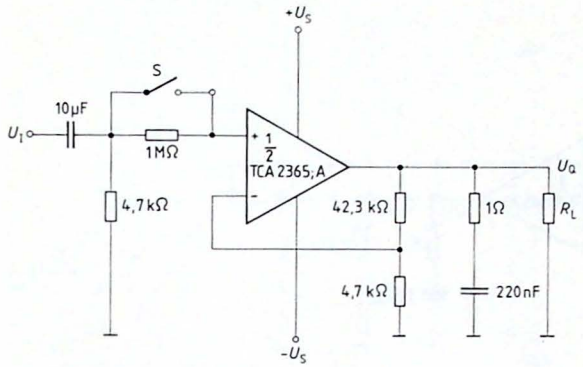
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

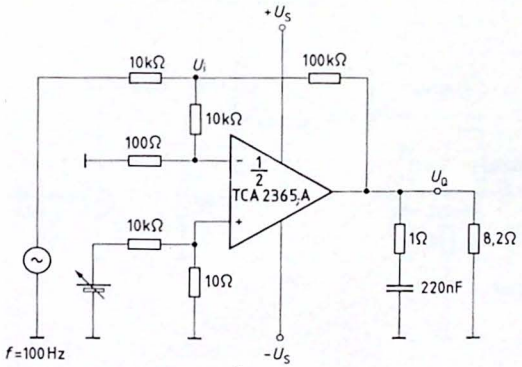
S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

Bild 4
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Bild 5
Leerlaufspannungsverstärkung



$$V_{U0} = \left| 20 \times \lg 101 \frac{U_Q}{U_i} \right|$$

Bild 6
Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{U0} (dB) − V_{UC} (dB)

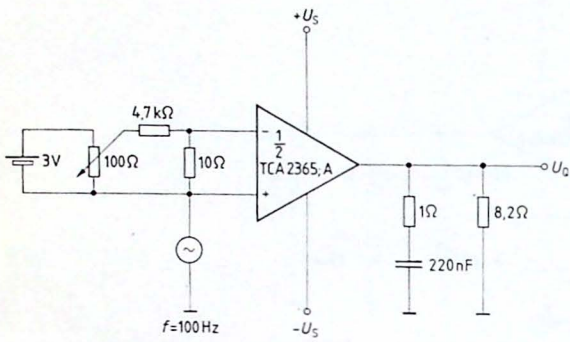
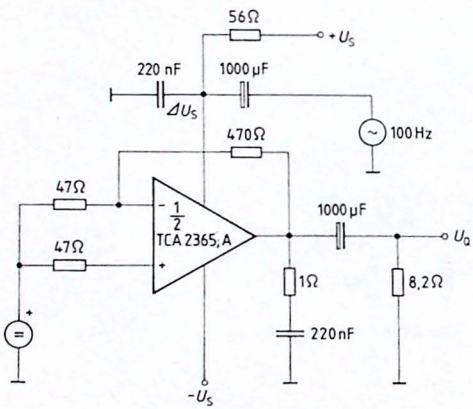


Bild 7
Speisespannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Bild 8
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

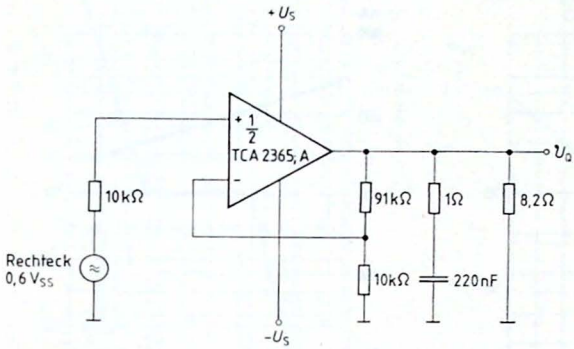
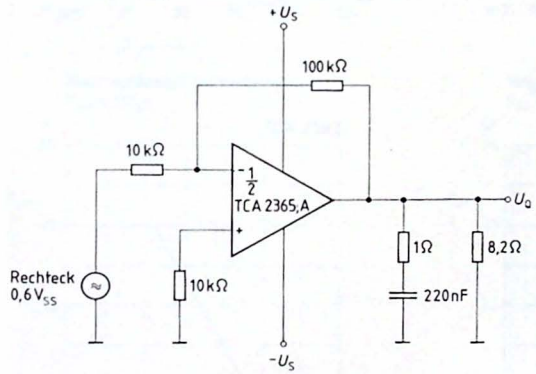
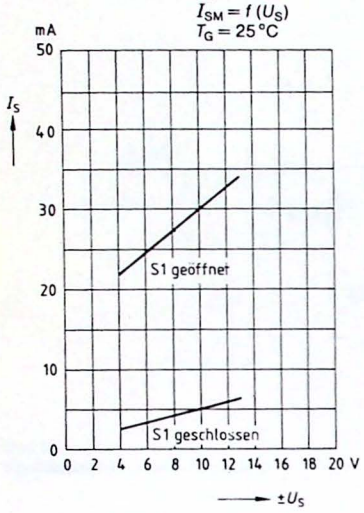


Bild 9
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

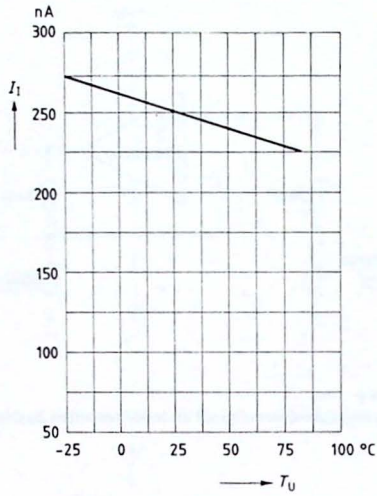


Kennlinien

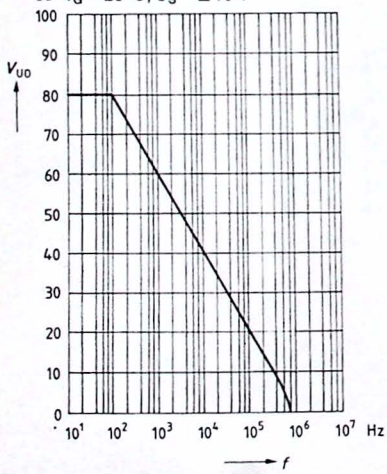
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$I_{SM} = f(U_S)$
$T_G = 25\,°C$



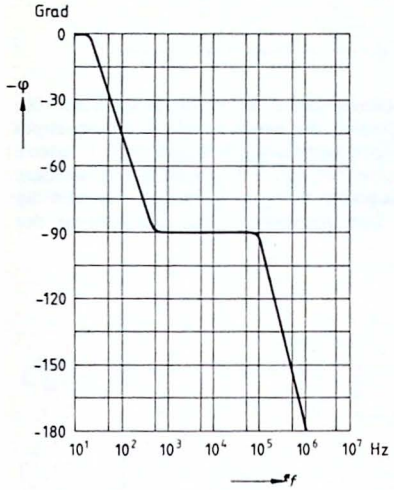
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



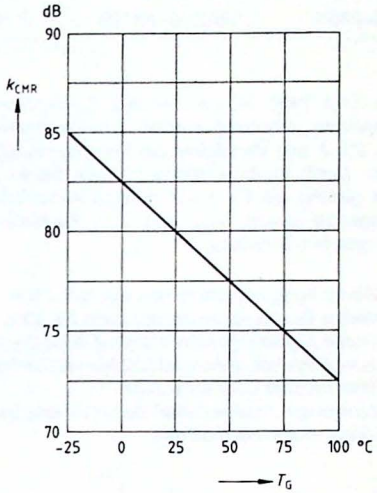
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{UO} = f(f)$
$T_G = 25\,°C$; $U_S = \pm 10$ V



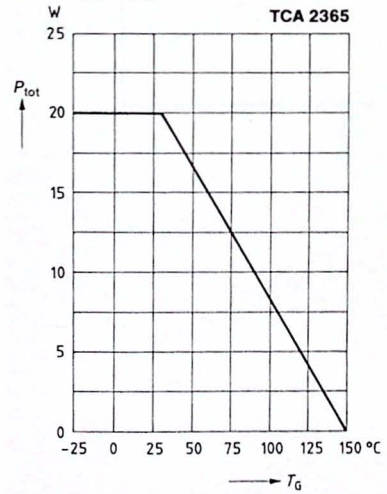
Phasengang $-\varphi = f(f)$
$U_S = \pm 10$ V, $T_G = 25$ °C



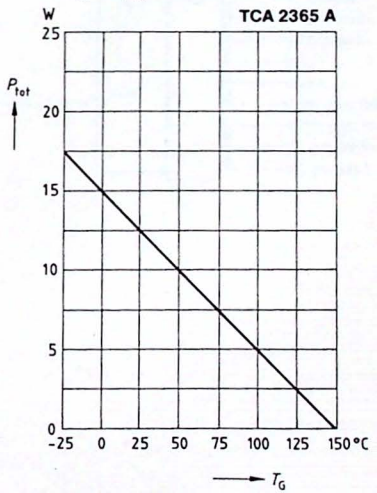
Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_U)$
$U_S = \pm 10$ V



Max. zulässige Verlustleistung
$P_{tot} = f(T_G)$



Max. zulässige Verlustleistung
$P_{tot} = f(T_G)$



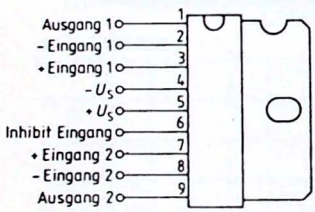
Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 2465	Q67000-A8109	P-SIP-9

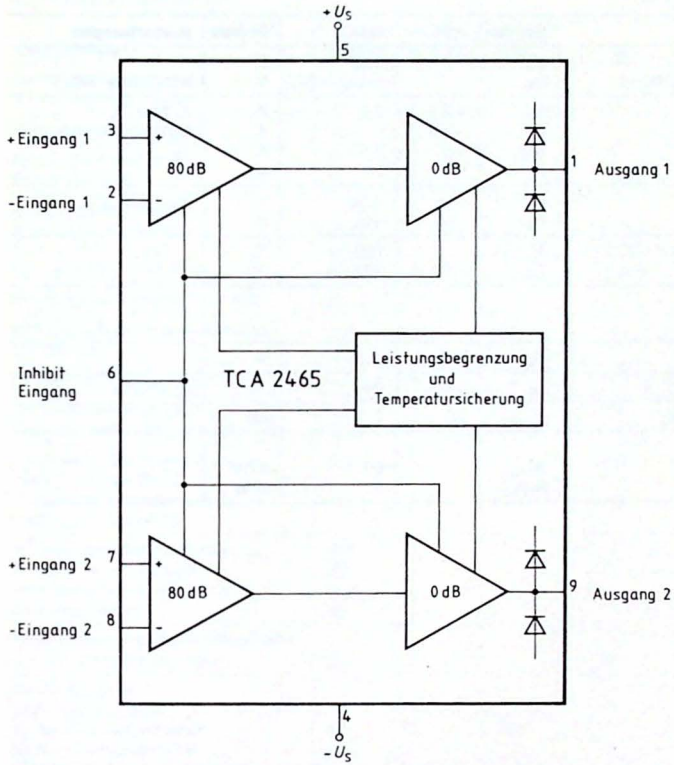
Der TCA 2465 ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-SIP-9-Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen ± 3 V und ± 20 V liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker bei $U_6 \geq 2$ V abgeschaltet werden. Das gleiche gilt für einen offenen Anschluß 6. Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen $+U_S$ und $-U_S$ kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltung.

- Hoher Ausgangsstrom von zweimal 2,5 A
- Weiter Speisespannungsbereich bis 42 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 2 V/µs
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastschutz
- Ausgänge „tristate-fähig" durch Inhibit-Eingang
- Integrierte Freilaufdioden

Anschlußbelegung



Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_G = -40\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	U_S		± 21	V	
Differenzeingangsspannung	U_{ID}		$(-U_S) + (U_S)$	V	$\Delta U_{2\text{-}3}$ bzw. $\Delta U_{8\text{-}7}$
Ausgangsstrom	I_Q	$-2{,}5$	2,5	A	I_1 bzw. I_9
Ausgangsstrom	I_Q	$-1{,}5$		A	$U_S \geq \pm 15$ V; $U_Q < -U_S$
Speisestrom	I_S	-5	5,5	A	I_S
Massestrom	I_M	$-5{,}5$	5	A	I_4
Eingangsspannung	U_I	$-U_S$	$+U_S$	V	U_2, U_3, U_7, U_8
Inhibiteingang	U_6	$-U_S$	$+U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	-50	150	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 3	± 20	V	
Gehäusetemperatur	T_G	-40	85	°C	$P_V = 12$ W
Spannungsverstärkung	$V_{u\,min}$	20		dB	
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		60	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		5	K/W	

Kenndaten

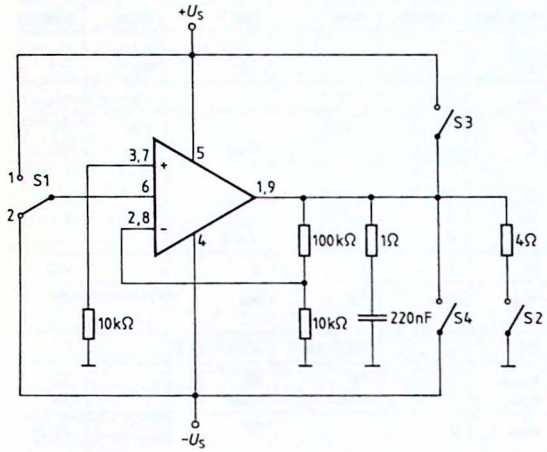
$U_S = \pm 10$ V, $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme S1 in Stellung 1 und 2	I_S	1		30	50	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	−100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,25	1	µA
Ausgangsspannung						
$R_L = 12\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}	4	±8,5	±9,0		V
$R_L = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz	U_{Qss}	4	±8,0	±8,5		V
$R_L = 470\ \Omega$; $f = 40$ kHz	U_{Qss}	4		±8,0		V
Eingangswiderstand $f = 1$ kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100$ Hz	V_{U0}	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+7/−10	+7,5/−10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	k_{SVR}	7	−70	−80		dB
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} $-40\,°C \le T_G \le +85\,°C$	α_{UI0}	2		50		µV/K
Temperaturkoeffizienz d. I_{I0} $-40\,°C \le T_G \le +85\,°C$	α_{II0}	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invert. Betrieb	$\frac{duq}{dtr}$	8		2		V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invert. Betrieb	$\frac{duq}{dtr}$	9		2		V/µs
Fremdspannung (nach DIN 45405 auf den Eingang bezogen)	U_N	1		3		µV
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen)						
U_6 für IC ausgeschaltet	U_{6A}	1	2,0			V
U_6 für IC eingeschaltet	U_{6E}	1			0,8	V
H-Eingangsstrom $U_6 = 5$ V[2])	I_{6H}	1		0,1	0,5	µA
L-Eingangsstrom $U_6 = 0$ V[2])	I_{6L}	1		0,5	3,0	µA
Einschalttotzeit $\lvert I_{1;9} \rvert > 1$ A[1]) bezüglich $U_{6A/E}$	t_{dE}	1		10	20	µs
Ausschalttotzeit $\lvert I_{1;9} \rvert < 1$ A[1]) bezüglich $U_{6A/E}$	t_{dA}	1		10	20	µs
Kurzschlußstrom (S3 geschlossen)	I_K	1		1		A
Kurzschlußstrom (S4 geschlossen)	I_K	1		1		A

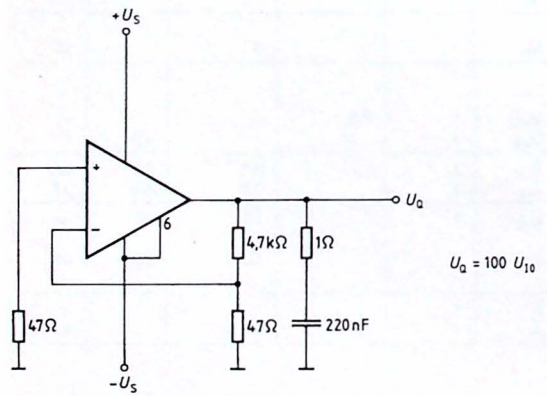
[1]) Schalter S2 geschlossen
[2]) bezogen auf $-U_S$

Meßschaltungen

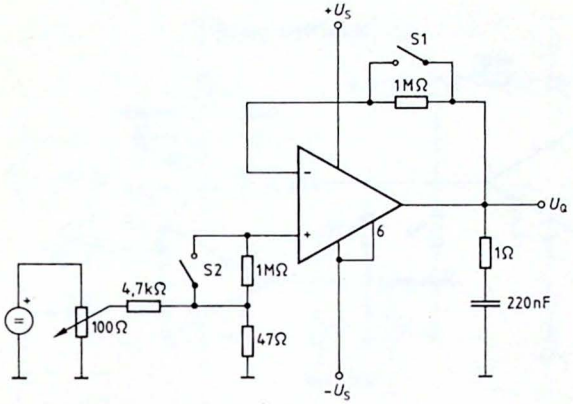
1. Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung



2. Eingangsnullspannung; *TK* der U_{IO}



3. Eingangsnullstrom; Eingangsstrom; *TK* des I_{IO}



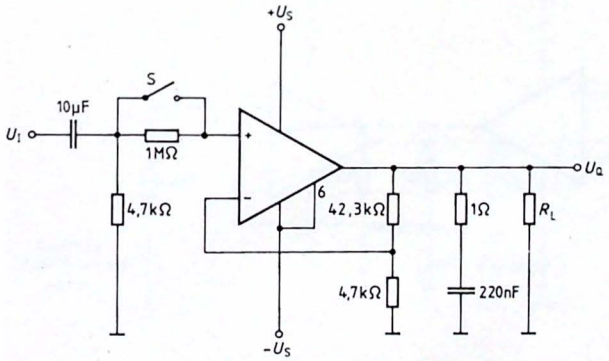
S1 offen - S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

S2 offen - S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

S1 offen - S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

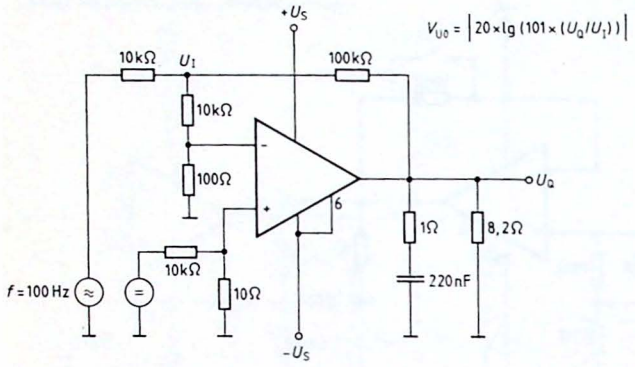
S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

4. Ausgangsspannung; Eingangswiderstand

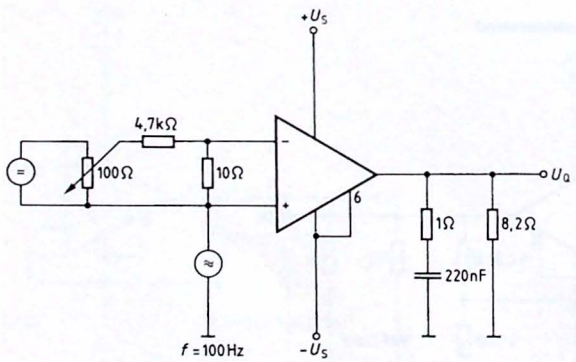


S geschlossen: Messung von U_{OSS}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

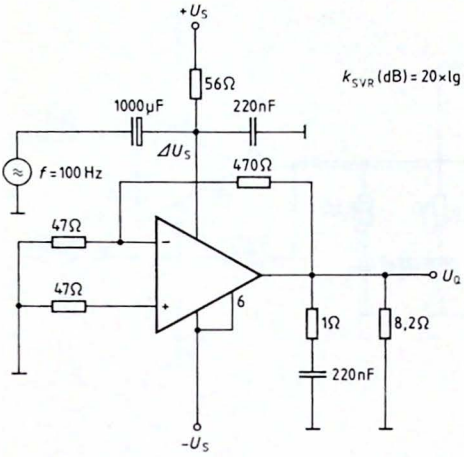
5. Leerlaufspannungsverstärkung V_{UO}



6. Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{UO} (dB) − V_{UC} (dB)

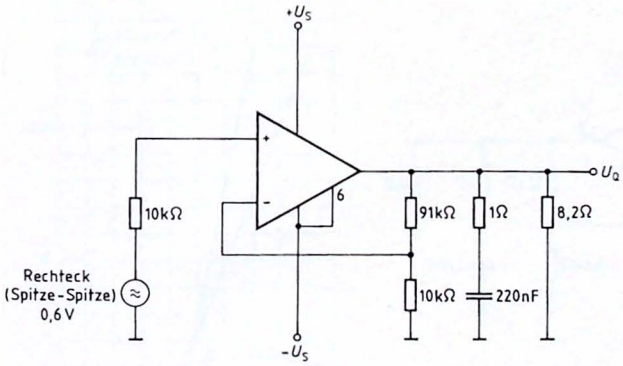


7. Betriebsspannungsunterdrückung k_{SVR}

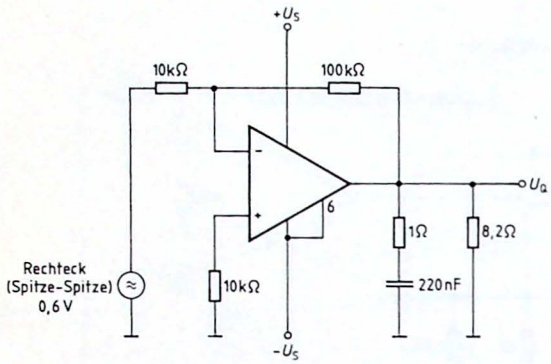


$$k_{SVR}\,(\mathrm{dB}) = 20 \times \lg\,(\Delta U_Q / (V_U \times \Delta U_S))$$

8. Anstiegsgeschwindigkeit im nichtinvertierenden Betrieb

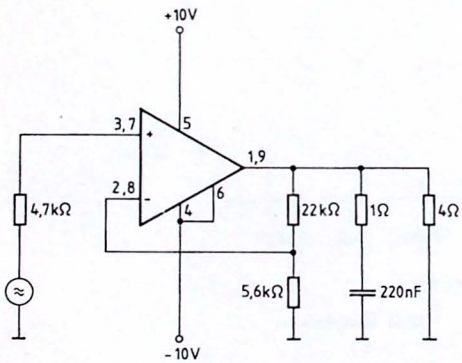


9. Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



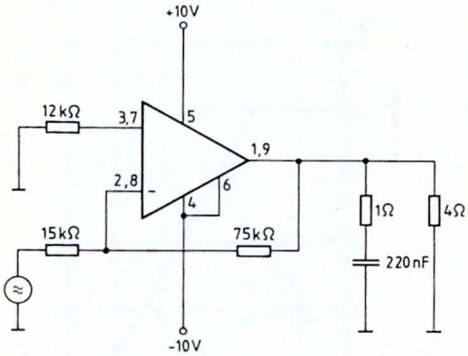
Anwendungsschaltung 1

Nichtinvertierender Betrieb; $V_U = 5$

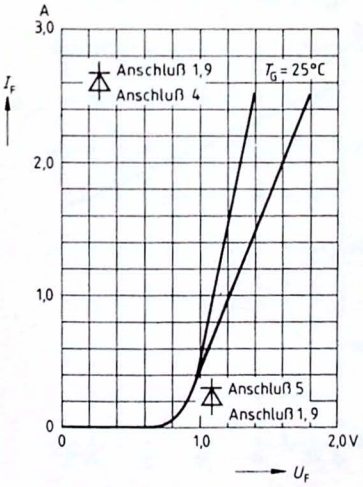


Anwendungsschaltung 2

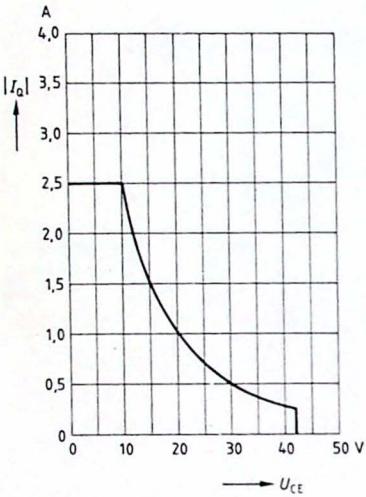
Invertierender Betrieb; $V_U = -5$



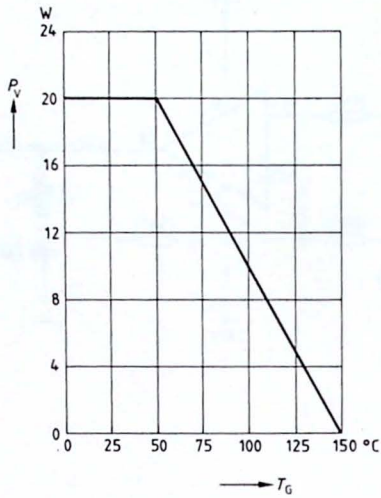
Flußstrom $I_F = f(U_F)$



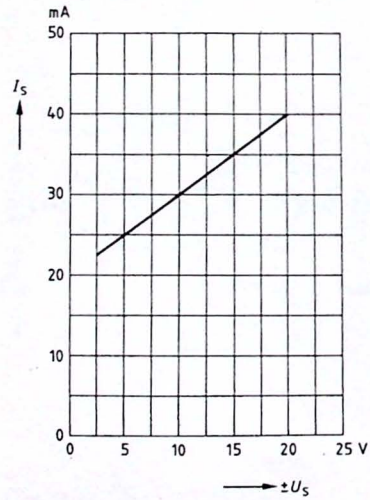
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f(U_{CE})$
$T_G = 25\,°C$, $U_{CE} = +U_S - U_Q$
$U_{CE} = -U_S - U_Q$



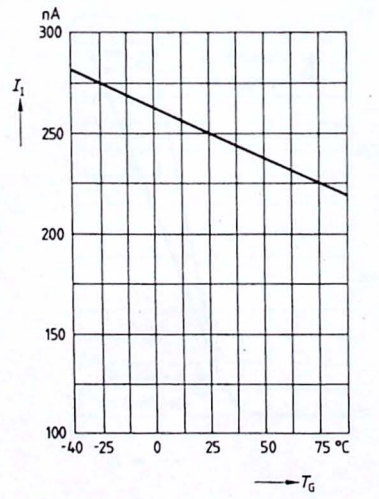
Max. zulässige Verlustleistung
$P_V = f(T_G)$



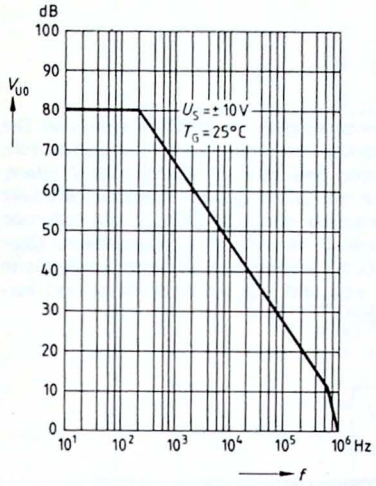
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$T_G = 25\,°C$



Eingangsstrom $I_I = f(T_G)$
$U_S = \pm 10\,V$

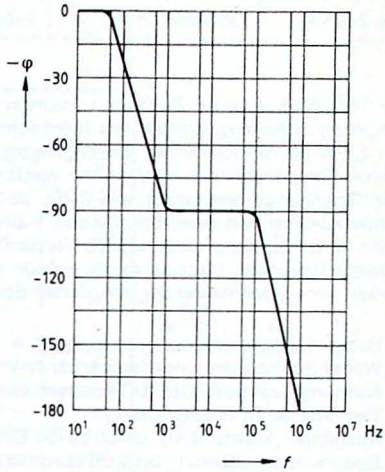


Amplitudengang $V_{UO} = f(f)$



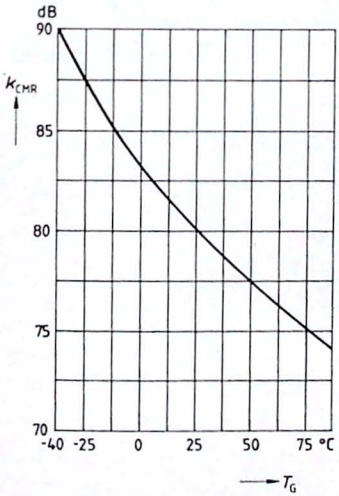
Phasengang $-\varphi = f(f)$

Grad $U_S = \pm 10$ V; $T_G = 25$ °C



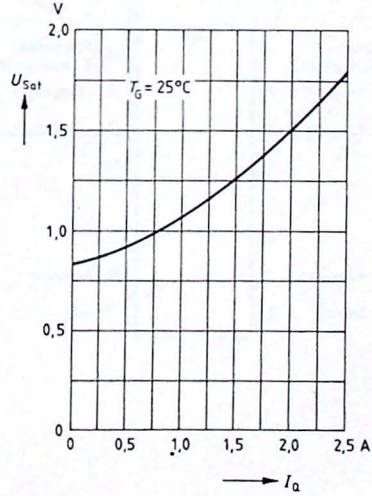
Gleichtaktunterdrückung

$k_{CMR} = f(T_G)$, $U_S = \pm 10$ V



Sättigungsspannung $U_{Sat} = f(I_Q)$

$T_G = 25$ °C



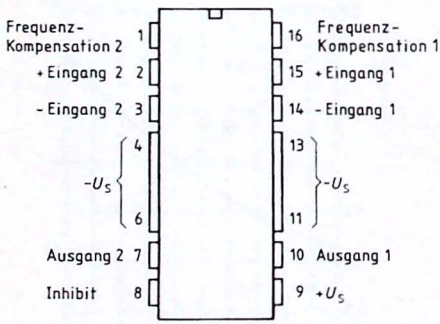
Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 2465 A	Q67000-A8110	P-DIP-16

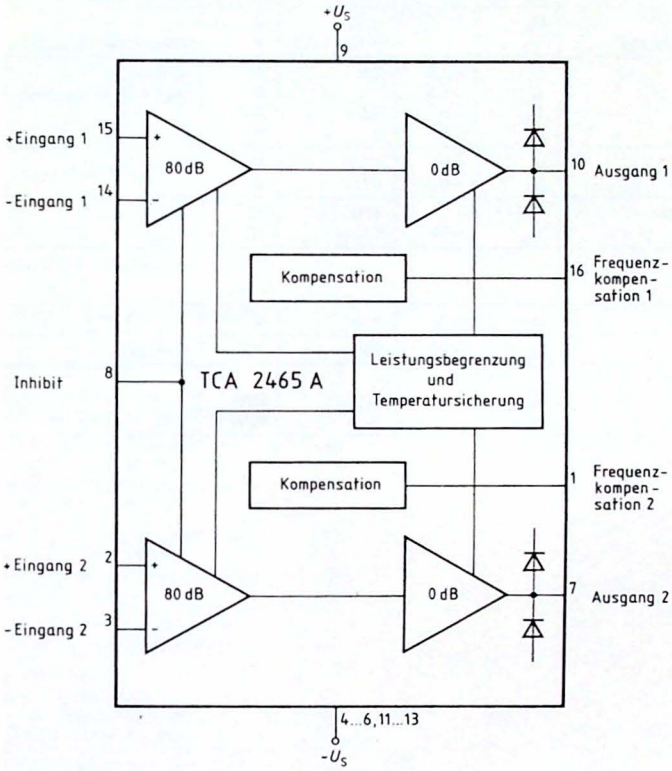
Der TCA 2465 A ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-DIP-16-Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen ±3 V und ±20 V liefern. Interne Kompensationen machen die Verstärker auf min. 20 dB gegenkoppelbar. Wünscht man Spannungsverstärkung von 0 bis 20 dB, läßt sich der TCA 2465 A mit externen Kondensatoren von Anschluß 7 nach 1 bzw. Anschluß 10 nach 16 kompensieren. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker bei $U_8 \geq 2$ V abgeschaltet werden. Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen $+U_S$ und $-U_S$ kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

- Hoher Ausgangsstrom von zweimal 2,5 A
- Weiter Speisespannungsbereich bis 42 V
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastungsschutz
- Ausgänge „tristate-fähig" durch Inhibit-Eingang
- Spannungsverstärkung bis 0 dB durch externe Frequenzkompensation möglich
- Integrierte Freilaufdioden

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_G = -40\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	U_S		± 21	V	
Differenzeingangsspannung	U_{ID}		$(-U_S) + (U_S)$	V	$\Delta U_{2\text{-}3}$ bzw. $\Delta U_{15\text{-}14}$
Ausgangsstrom	I_Q	$-2{,}5$	2,5	A	I_7 bzw. I_{10}
Ausgangsstrom	I_Q	$-1{,}5$		A	$U_S \geq \pm 15$ V; $U_Q < -U_S$
Speisestrom	I_S	-5	5,5	A	I_9
Massestrom	I_M	$-5{,}5$	5	A	I_4
Eingangsspannung	U_I	$-U_S$	$+U_S$	V	U_2, U_3, U_{14}, U_{15}
Inhibiteingang	U_8	$-U_S$	$+U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C	
Lagertemperatur	T_{stg}	-50	150	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 3	± 20	V	
Gehäusetemperatur	T_G	-40	85	°C	$P_V = 5$W
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		60	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		12	K/W	

Kenndaten

$U_S = \pm 10$ V, $T_G = +25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min	typ	max	Einheit
Leerlaufstromaufnahme S1 in Stellung 1 und 2	I_S	1		30	50	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	I_{I0} I_I	3 3	−100	 0,25	100 1	nA µA
Ausgangsspannung R_L = 12 Ω; f = 1 kHz R_L = 4 Ω; f = 1 kHz R_L = 470 Ω; f = 40 kHz	 U_{Qss} U_{Qss} U_{Qss}	 4 4 4	 ±8,5 ±8,0	 ±9,0 ±8,5 ±8,0		 V V V
Eingangswiderstand f = 1 kHz	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung f = 100 Hz	V_{U0}	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+7/−10	+7,5/−10,5		V
Gleichtaktunterdrückung Speisespannungsunterdrückung	k_{CMR} k_{SVR}	6 7	70 −70	80 −80		dB dB
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} $-40\,°C \leq T_G \leq +85\,°C$ Temperaturkoeffizient d. I_{I0} $-40\,°C \leq T_G \leq +85\,°C$	α_{UI0} α_{II0}	2 3		50 0,4		µV/K nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invert. Betrieb Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invert. Betrieb	$\frac{duq}{dtr}$ $\frac{duq}{dtr}$	8 9		0,5 0,5		V/µs V/µs
Fremdspannung; (DIN 45405 auf den Eingang bezogren)	U_N	1		3		µV
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen) U_8 für IC ausgeschaltet U_8 für IC eingeschaltet	 U_{8A} U_{8E}	 1 1	 2,0	 	 0,8	 V V
H-Eingangsstrom $U_8 = 5$ V[2]) L-Eingangsstrom $U_8 = 0$ V[2])	I_{8H} I_{8L}	1 1		0,1 0,5	0,5 3,0	µA µA
Einschalttotzeit $\lvert I_{7,10} \rvert > 1$ A[1]) Ausschalttotzeit $\lvert I_{7,10} \rvert < 1$ A[1]) } bezüglich $U_{8\,A/E}$	t_{dE} t_{dA}	1 1		10 10	20 20	µs µs
Kurzschlußstrom (S3 geschlossen) Kurzschlußstrom (S4 geschlossen)	I_K I_K	1 1		1 1		A A

[1]) Schalter S2 geschlossen
[2]) bezogen auf $-U_S$

Meßschaltung

Bild 1
Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung

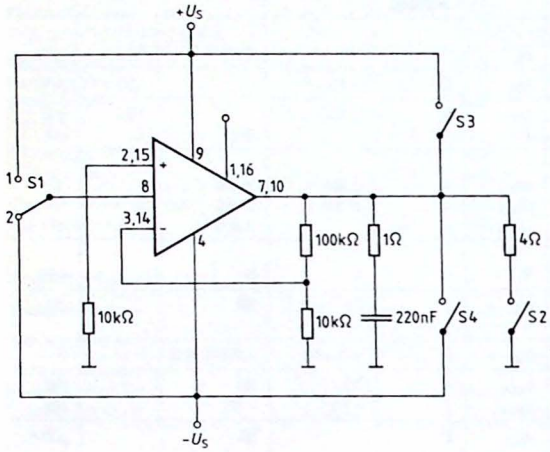


Bild 2
Eingangsnullspannung; *TK* der U_{IO}

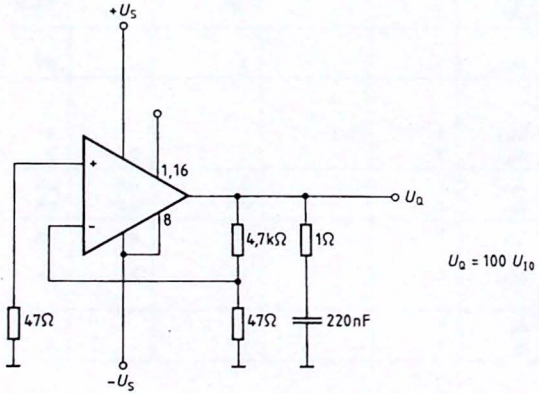
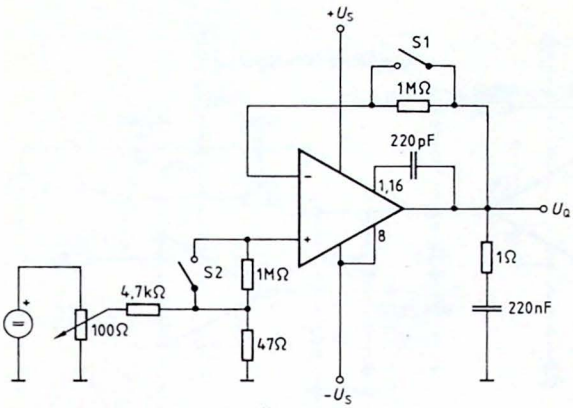


Bild 3
Eingangsnullstrom; Eingangsstrom; *TK* des I_{IO}



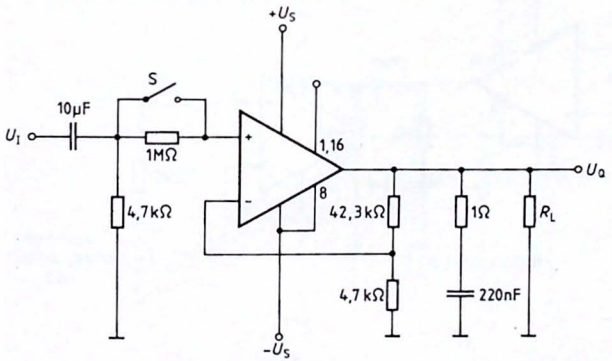
S1 offen - S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

S2 offen - S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

S1 offen - S2 offen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1M\Omega}$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

Bild 4
Ausgangsspannung; Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{QSS}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Bild 5
Leerlaufspannungsverstärkung V_{UO}

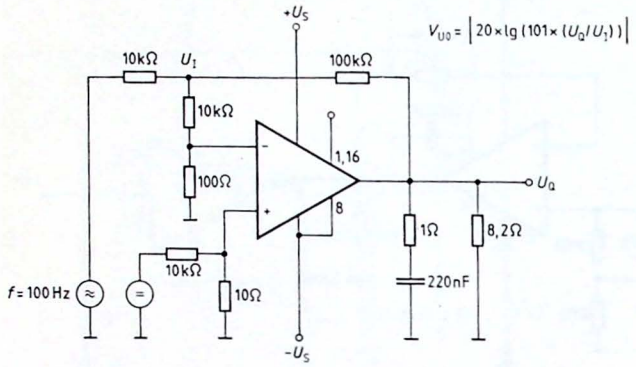


Bild 6
Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{UO} (dB) − V_{UC} (dB)

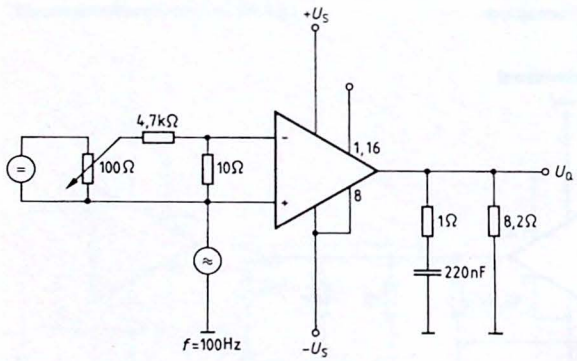


Bild 7
Betriebsspannungsunterdrückung k_{SVR}

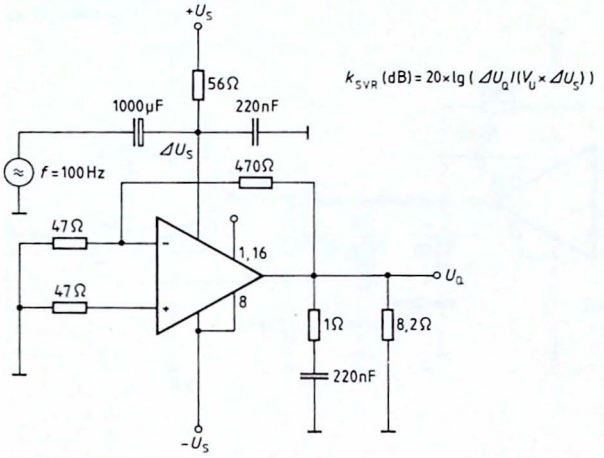


Bild 8
Anstiegsgeschwindigkeit im nichtinvertierenden Betrieb

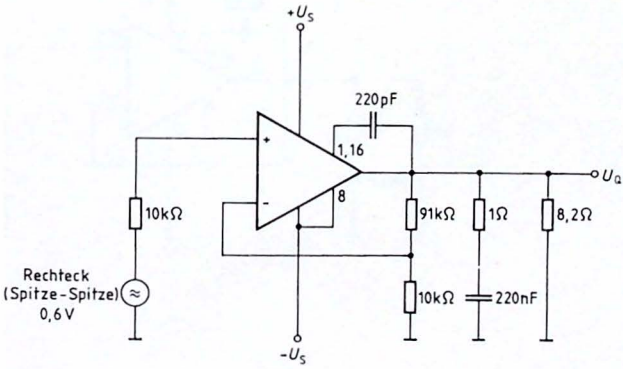
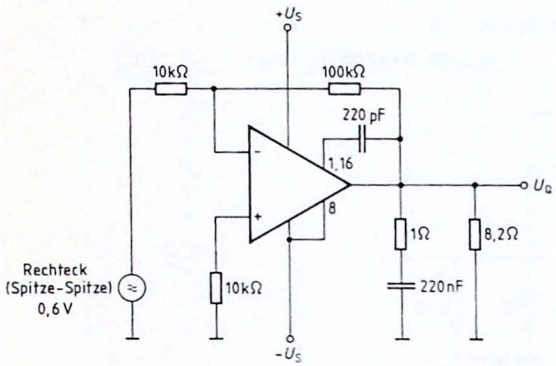
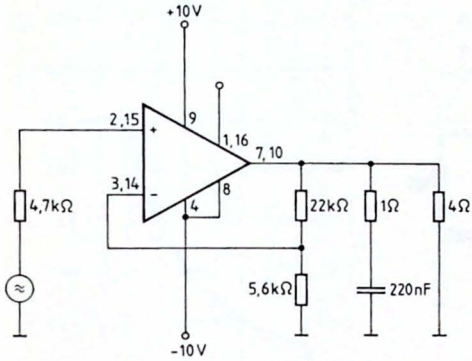


Bild 9
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



Anwendungsschaltung

Bild 1
Nichtinvertierender Betrieb;
a) Verstärker; $V_U = 5$



b) Spannungsfolger

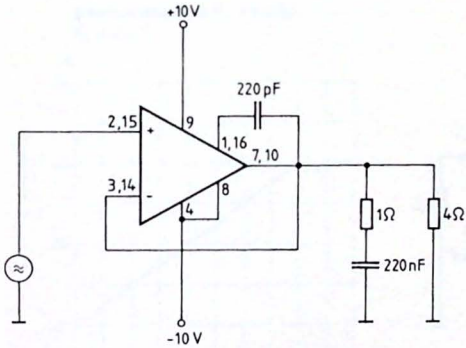
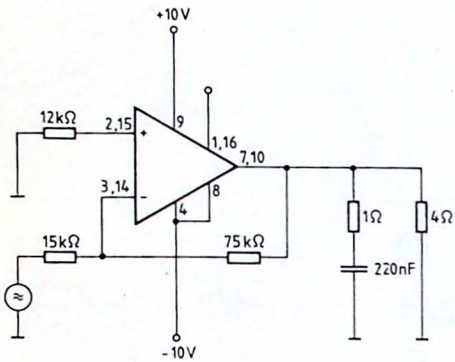
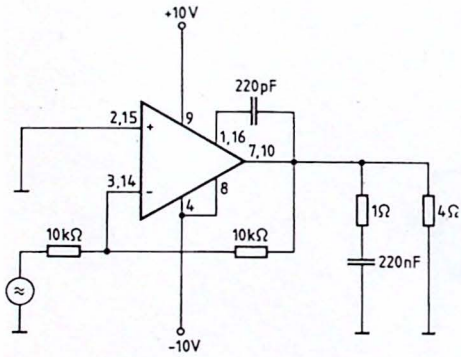


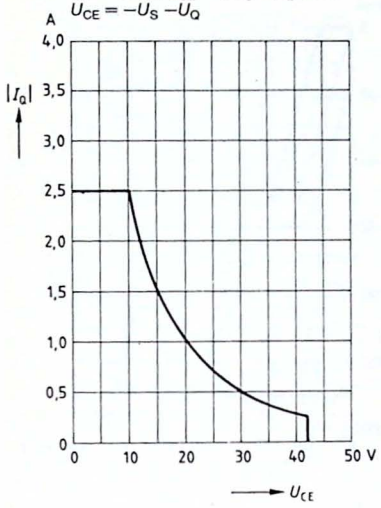
Bild 2
Invertierender Betrieb;
a) Verstärker; $V_U = -5$



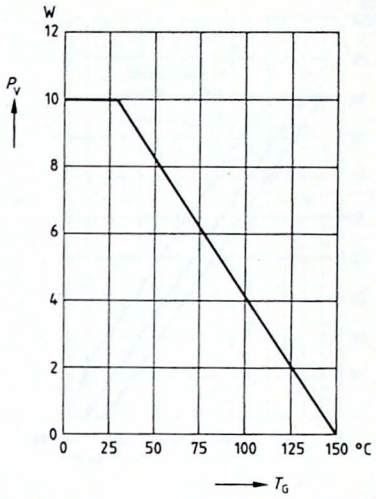
b) Inverter



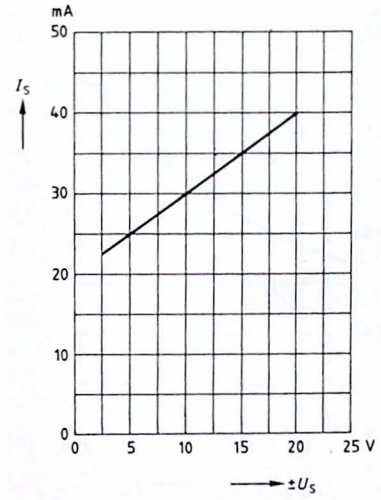
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f(U_{CE})$
$T_G = 25\,°C$, $U_{CE} = +U_S - U_Q$ bzw.
$U_{CE} = -U_S - U_Q$



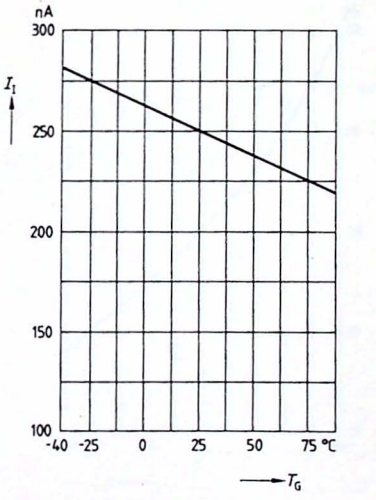
Max. zulässige Verlustleistung
$P_V = f(T_G)$



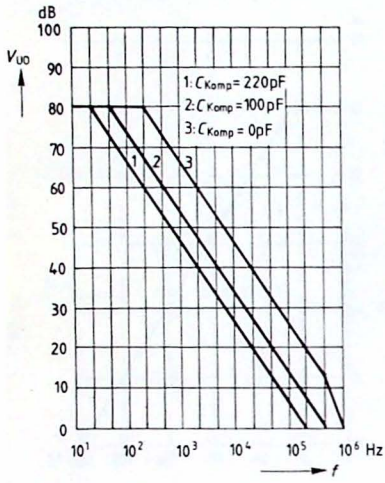
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$T_G = 25\,°C$



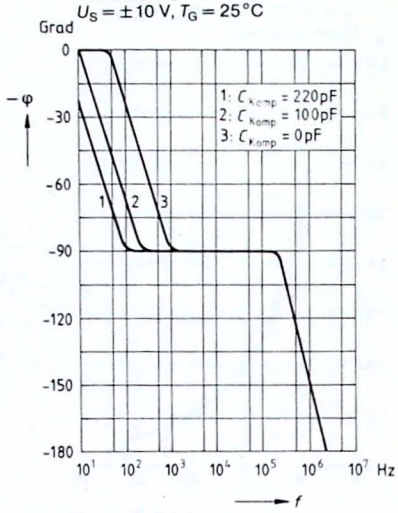
Eingangsstrom $I_I = f(T_G)$
$U_S = \pm 10$ V



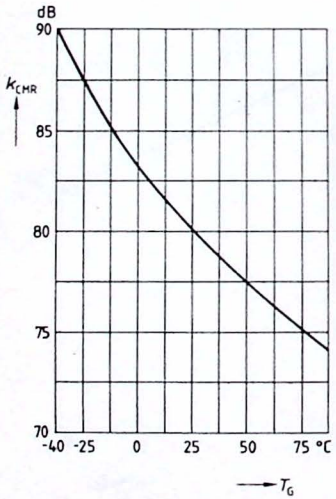
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{UO} = f(f)$
$U_S = \pm 10$ V, $T_G = 25$ °C



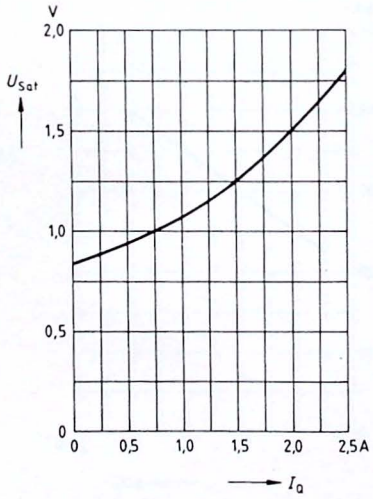
Phasengang $-\varphi = f(f)$
$U_S = \pm 10$ V, $T_G = 25$ °C



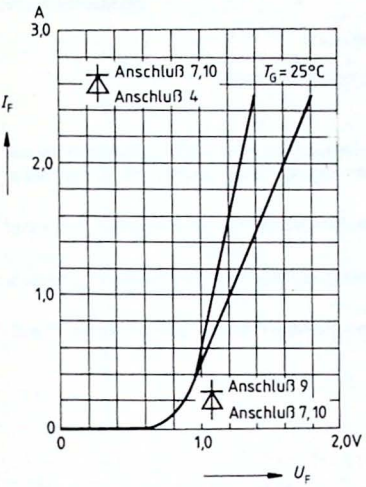
Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_G)$
$U_S = \pm 10$ V



Sättigungsspannung $U_{Sat} = f(I_Q)$
$T_G = 25$ °C



Flußstrom $I_F = f(U_F)$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4201 A1	Q67000-A8080	P-DIP-18-L9
TLE 4201 S1	Q67000-A2285	P-SIP-9

Die integrierte Schaltung TLE 4201 ist ein Zweifach-Komparator, der sich insbesondere als Treiber für Gleichstrommotoren im Reversierbetrieb eignet, aber auch als universeller Leistungstreiber Einsatz findet.

Die Gegentakt-Leistungsausgangsstufen arbeiten im Schaltbetrieb und können zu einer Vollbrückenschaltung kombiniert werden.

Die Ansteuerung der Komparatoren kann sowohl analog als Fensterdiskriminator erfolgen, als auch auf sehr einfache Weise durch digitale Logik.

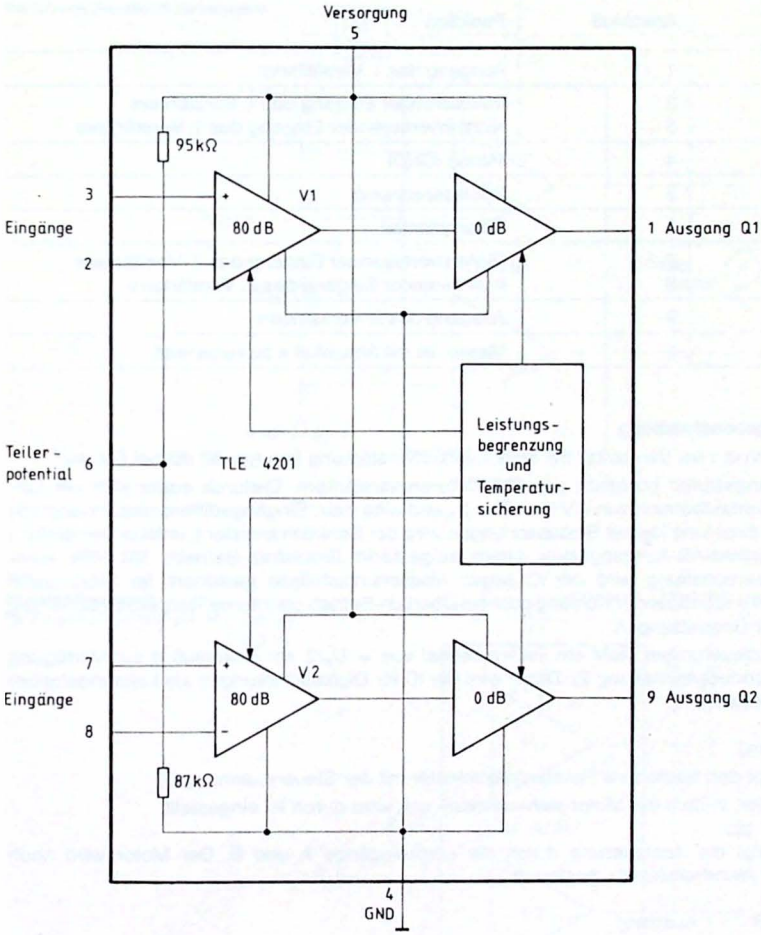
Typische Anwendungen sind Nachlaufsteuerungen, Servoantriebe, Stellmotoren, Laufwerke etc.

Eigenschaften

- Ausgangsstrom max. 2,5 A
- Leerlaufverstärkung typ 80 dB
- PNP-Eingangsstufen
- Hoher Eingangsgleichtaktbereich
- Hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Restspannungen
- SOA-Schutzschaltung
- Temperatursicherung

Die integrierte Schaltung TLE 4201 wird in zwei Gehäusebauformen angeboten: Beim P-SIP 9-Leistungsgehäuse kann die Wärme über eine Kühlfahne auf einen geeigneten Kühlkörper abgeleitet werden, beim P-DIP-18-L9-Gehäuse sind die Anschlüsse 10-18 thermisch mit dem Chip verbunden und sorgen für eine Wärmeableitung auf die Platine.

Bild 1
Blockschaltbild



Anschlußbelegung

TLE 4201 A1 Anschluß	TLE 4201 S1 Anschluß	Funktion
1	1	Ausgang des 1. Verstärkers
2 3	2 3	Invertierender Eingang des 1. Verstärkers Nicht invertierender Eingang des 1. Verstärkers
4	4	Masse (GND)
5	5	Speisespannung
6	6	Teilerpotential
7 8	7 8	Nicht invertierender Eingang des 2. Verstärkers Invertierender Eingang des 2. Verstärkers
9	9	Ausgang des 2. Verstärkers
10-18		Masse; ist mit Anschluß 4 zu verbinden

Schaltungsbeschreibung

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe U_S und eine max. Eingangsdifferenzspannung von I U_S I. Zur Erzielung kleiner Restspannungen wird der Senkentransistor („unterer Transistor") der Gegentakt-AB-Ausgangsstufe intern aufgestockt (Bootstrap-Betrieb). Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Im Störungsfall schützt bei ungenügender Kühlung oder bei Überlast-Betrieb die interne Temperatursicherung den IC vor Überhitzungen.

Für Logiksteuerungen steht ein Teilerpotential von $\approx U_S/2$ am Anschluß 6 zur Verfügung (vgl. Anwendungsschaltung 2). Damit wird der IC für Digitalschaltungen als Leistungstreiber sehr interessant.

Anwendung

Bild 2 zeigt den Betrieb als Fensterdiskriminator mit der Steuerspannung U_I.

Das Fenster, in dem der Motor stehenbleiben soll, wird durch R_2 eingestellt.

Bild 3 zeigt die Ansteuerung durch die Logikeingänge A und B. Der Motor wird nach folgender Wahrheitstabelle gesteuert.

A	B	Ausgang
L	L	Motor steht (gebremst)
L	H	Motor dreht rechts
H	L	Motor dreht links
H	H	Motor steht (gebremst)

Anwendungsbeispiele

Bild 2
Betrieb als Fensterdiskriminator

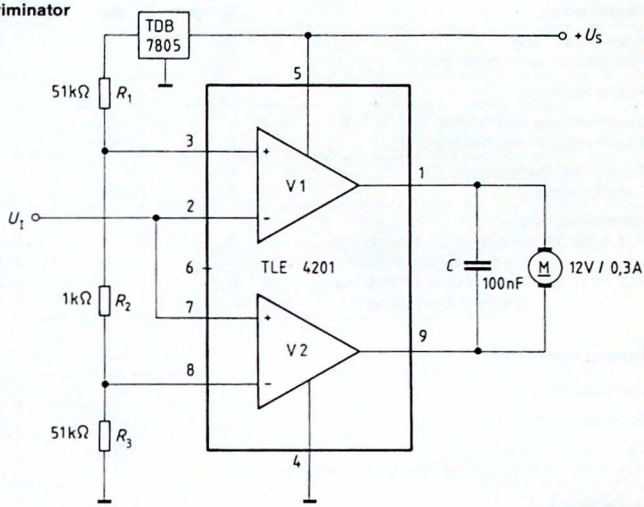
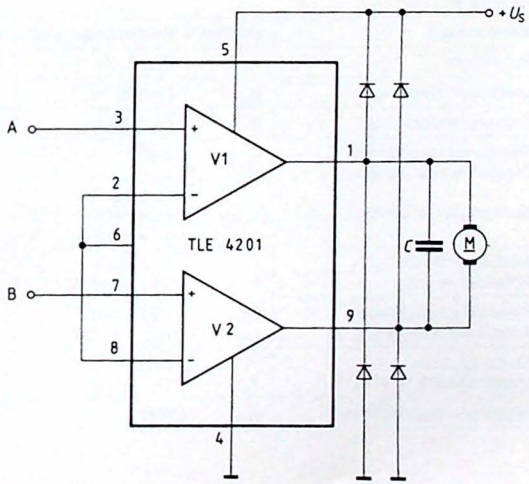


Bild 3
Digitale Steuerung
Für Eingangssignale gilt: H ≥ 0,6 U_S
L ≤ 0,3 U_S



Grenzdaten

$T_G = -35\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		25	V
Speisespannung ($t \leq 50$ ms)	U_S		36	V
Ausgangsstrom	I_Q		2,5	A
Spannung der Anschlüsse 2, 3, 6, 7, 8	U	−0,3	U_S	V
Spannung der Anschlüsse 1, 9	U	−0,3		V
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand				
TLE 4201 S1 Sperrschicht-Umgebung	$R_{th\ JU}$		65	K/W
Sperrschicht-Gehäuse	$R_{th\ JU}$		8	K/W
TLE 4201 A1 Sperrschicht-Umgebung[1])	$R_{th\ JU}$		60	K/W
Sperrschicht-Platine[1])	$R_{th\ JU1}$		44[1])	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3,5	17	V
Gehäusetemperatur	T_G	−35	85	°C
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	V_U	25		dB

[1]) vgl. Bild 8

Kenndaten

$U_S = 13\,V$, $T_G = +25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen		min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	I_S	Bild 4: S = 1			20	30	mA
Leerlaufverstärkung	V_{U0}	$f = 500$ Hz			80		dB
Eingangswiderstand	R_I	$f = 1$ kHz		1	5		MΩ
Sättigungsspannungen		Bild 5:	S1				
Quellenbetrieb (source)	$U_{Q\,10}$	$I_Q = 0{,}3$ A	1		1,0	1,1	V
		$I_Q = 1{,}0$ A	1		1,2	1,6	V
Senkenbetrieb (sink)	$U_{Q\,20}$	$I_Q = -0{,}3$ A	2		0,35	0,5	V
		$I_Q = -1{,}0$ A	2		0,7	1,0	V
Anstiegszeit von U_Q	t_r	Bild 4 und 6			1,5		µs
Abfallzeit von U_Q	t_f	Bild 4 und 6			1,5		µs
Einschaltverzögerung	t_{on}	Bild 4 und 6			3,0		µs
Ausschaltverzögerung	t_{off}	Bild 4 und 6			1,5		µs
Eingangsstrom		Bild 5					
(Anschlüsse 2, 3, 7, 8)	I_I	$U_{2,3,7,8} = 0$			1,5	3,0	µA
Eingangsoffsetspannung	U_{I0}	Bild 7		−5		5	mV

Prüf- und Meßschaltungen

Bild 4

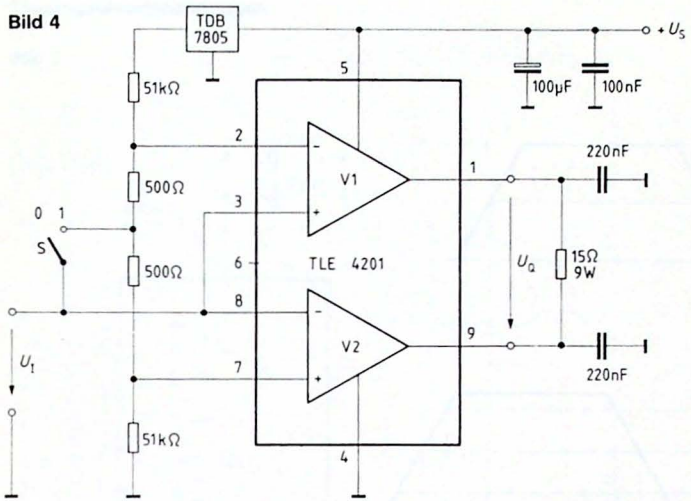
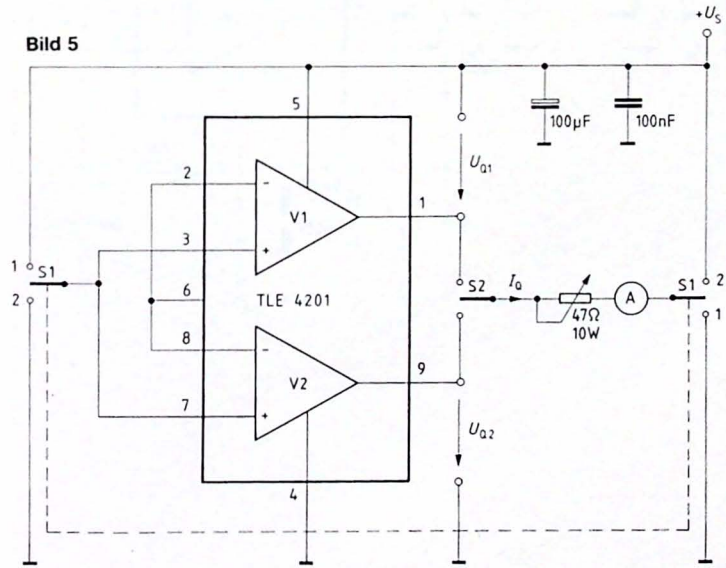
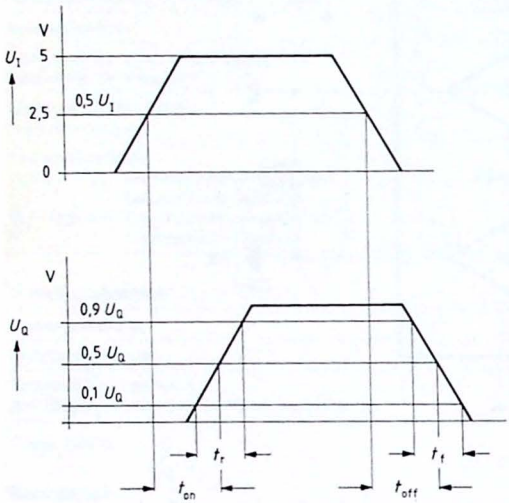


Bild 5



Impulsdiagramm

Bild 6



Prüf- und Meßschaltung
Eingangsoffsetspannungen

Bild 7

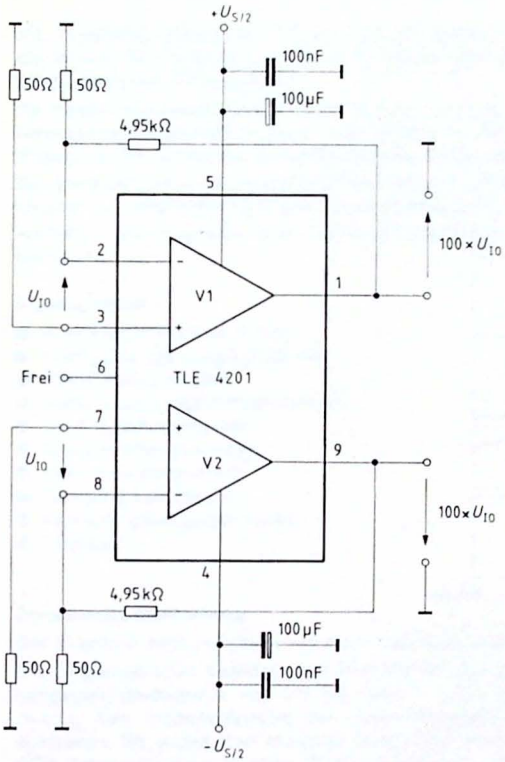
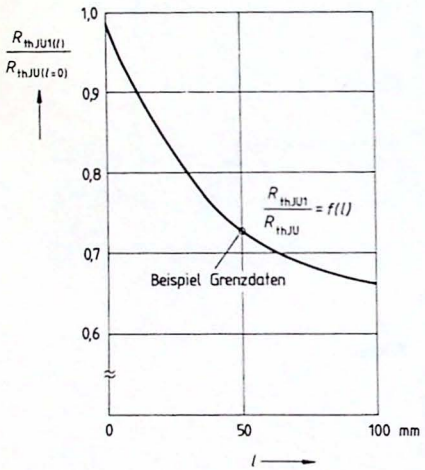


Bild 8
Wärmewiderstand bei TLE 4201 A1

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand $R_{th\,JU1}$ (normiert) als Funktion der Seitenläge l einer quadratischen kupferkaschierten Kühlfläche (35 µm Kupferauflage).

$R_{th\,JU}$ $(l = 0) = 60$ K/W
$T_U \leq 70$ °C
$P_V = 1$ W
Platine senkrecht
Schaltkreis senkrecht
ruhende Luft



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4202	Q67000-A8007	P-T66-7-H

Die integrierte Schaltung TLE 4202 ist ein Zweifach-Komparator, der sich insbesondere als Treiber für Gleichstrommotoren im Reversierbetrieb eignet, aber auch als universeller Leistungstreiber Einsatz findet.

Die beiden Leistungskomparatoren können zu einer Vollbrücke kombiniert oder getrennt voneinander Magneten, Motoren oder andere Verbraucher schalten. Der IC ist u.a. für den Einsatz im Kfz konzipiert. Er funktioniert bei Gehäusetemperaturen von −40 °C bis +130 °C.

Die Ansteuerung der Komparatoren kann sowohl analog als Fensterdiskriminator erfolgen, als auch auf sehr einfache Weise durch digitale Logik.

Typische Anwendungen sind Nachlaufsteuerungen, Servoantriebe, Stellmotoren, Laufwerke etc.

Eigenschaften

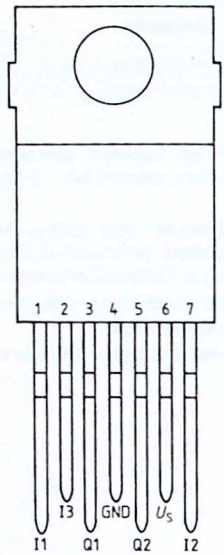
- Ausgangsstrom max. 3,0 A
- Leerlaufverstärkung typ. 80 dB
- PNP-Eingangsstufen
- Hoher Eingangsgleichtaktbereich
- Hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Restspannungen
- SOA-Schutzschaltung
- Temperatursicherung
- Kurzschlußfest gegen Masse
- Kfz-tauglich

Schaltungsbeschreibung

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe U_S und eine max. Eingangsdifferenzspannung von U_S. Die Treiberschaltung des Senkentransistors ist an die Speisespannung angeschlossen. So erzielt man minimale Restspannungen am Senkentransistor. Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert.

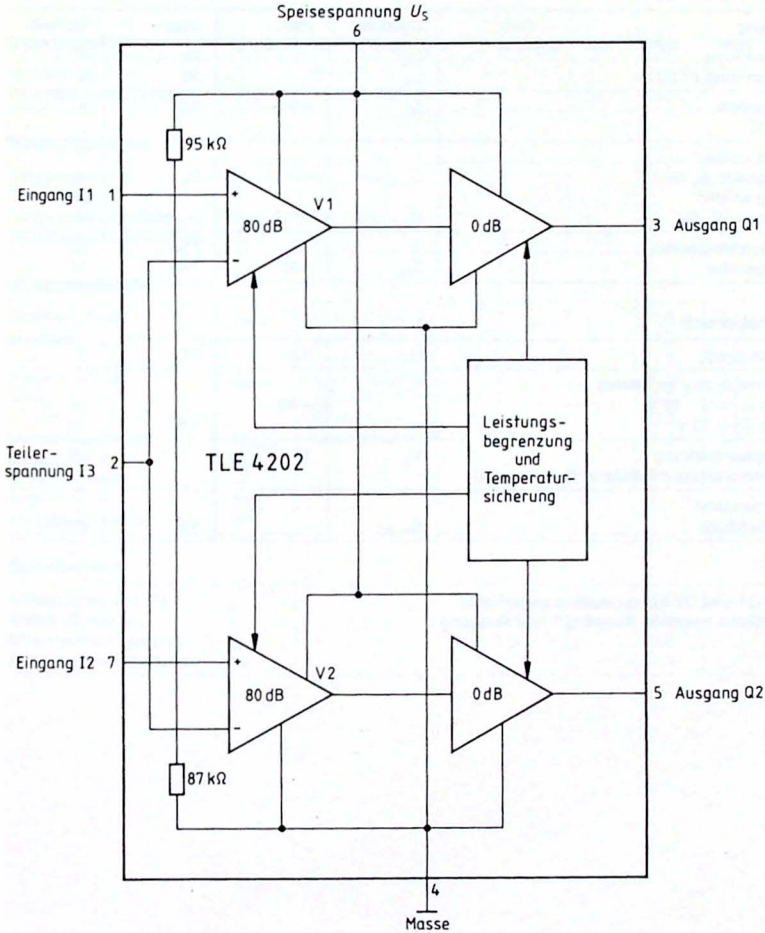
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	**Eingang** Nichtinvertierender Eingang 1, der gemäß allgemeiner Regeln mit Anschluß 2 und Anschluß 3 zu verschalten ist.
2	I3	**Eingang invertierend** Invertierende Eingänge der beiden Komparatoren, die gemäß allgemeiner Regeln zu verschalten sind.
3	Q1	**Ausgang Q1** Gegentakt B Ausgang mit DC-Kurzschlußfestigkeit nach Masse.
4	GND	**Masse**
5	Q2	**Ausgang Q2** siehe Anschluß 3
6	U_S	**Speisespannung U_S** Muß mit einer keramischen Kapazität von wenigstens 100 nF direkt an den Anschlüssen des ICs gegen Masse abgeblockt werden.
7	I2	**Eingang** Nichtinvertierender Eingang I2, siehe Anschluß 1

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_G = -40\,°C$ bis $+130\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		25	V
Speisespannung $t \leq 50$ ms	U_S		36	V
Ausgangsstrom $T_G \leq +85\,°C$	I_Q	−3,0	3,0	A
Spannung an den Anschlüssen I1, I2, I3	$U_{1,2,7}$	−0,3	U_S	V
Spannung an den Anschlüssen Q1, Q2	$U_{3,5}$	−0,7	$U_S + 0,7$	V
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3,5	17	V
Gehäusetemperatur im Betrieb $R_L \geq 11\,\Omega$, $U_S = 7 \ldots 16$ V $R_L \geq 18\,\Omega$, $U_S = 16$ V	T_G	−40	130	°C °C
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	V_U	30		dB
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		4,8	K/W

Ausgang Q1 und Q2 kurzschlußfest gegen GND

R_L: Widerstand zwischen Ausgang 1 und Ausgang 2

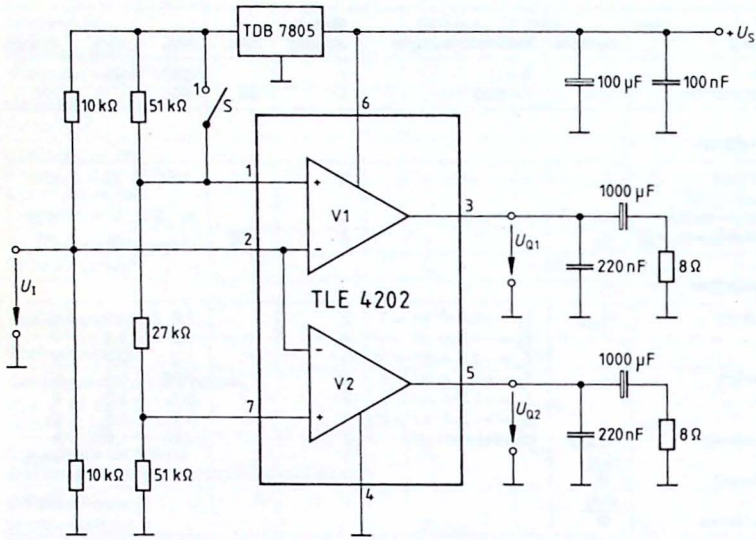
Kenndaten

$U_S = 13\,V$, $T_G = +25\,°C$

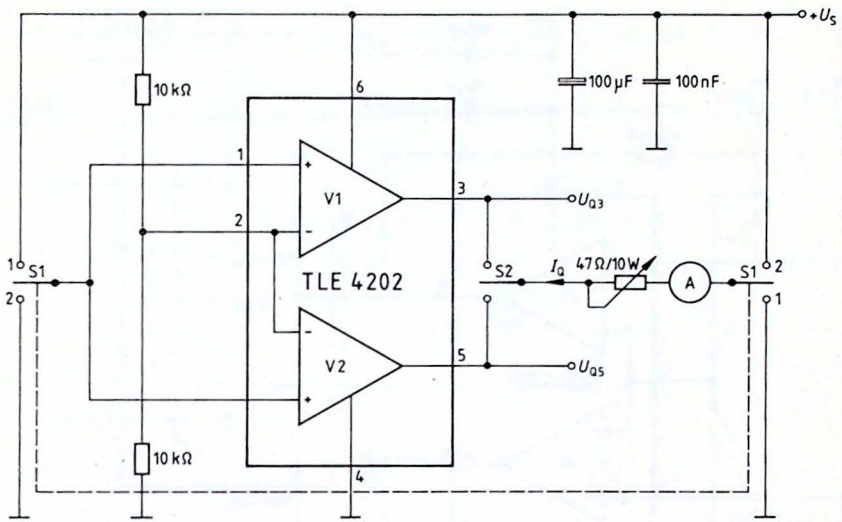
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	I_S	S = 1	1		15	25	mA
Leerlaufverstärkung	V_{UO}	$f = 500\,Hz$*)	1	50	80		dB
Eingangsdaten							
Eingangsstrom (Anschlüsse I1, I2)	$I_{I\,1,7}$	$U_{I\,1,12} = 0$	2		1,5	3,0	µA
Eingangswiderstand	$R_{I\,1,7}$	$f = 1\,kHz$	1	1	5		MΩ
Eingangsoffsetspannung	U_{I0}		3	−20		20	mV
Ausgangsdaten							
Quellenbetrieb (source)	U_{Sato}	$I_Q = -0,3\,A$ S1 = 1	2		1,0	1,1	V
		$I_Q = -1,0\,A$ S1 = 1	2		1,2	1,6	V
		$I_Q = -1,5\,A$ S1 = 1*)	2		1,3	2,0	V
Senkenbetrieb (sink)	U_{Satu}	$I_Q = +0,3\,A$ S1 = 2	2		0,35	0,5	V
		$I_Q = +1,0\,A$ S1 = 2	2		0,7	1,0	V
		$I_Q = +1,5\,A$ S1 = 2*)	2		0,8	1,5	V
Kurzschlußstrom	$I_{Q\,max}$	Quellenbetrieb*)	2		1,25	1,60	A
Slew-Rate fallende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1	6			V/µs
Slew-rate steigende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1	6			V/µs
Schaltzeiten							
Anstiegszeit von U_Q	t_r		1		1,5		µs
Abfallzeit von U_Q	t_f		1		1,5		µs
Einschaltverzögerung	t_{on}		1		3,0		µs
Ausschaltverzögerung	t_{off}		1		1,5		µs

*) $-40\,°C \le T_G \le 110\,°C$
$7\,V \le U_S \le 16\,V$

Meßschaltung 1

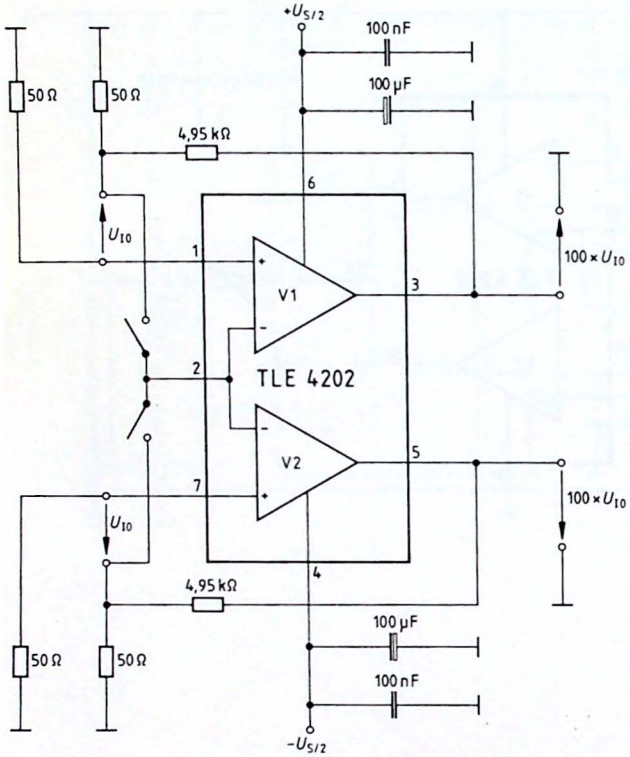


Meßschaltung 2

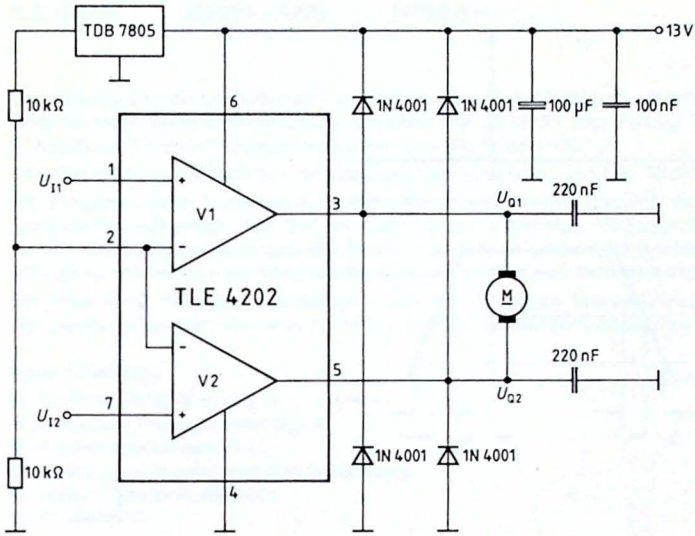


$U_{Satо} = U_S - U_{Q3/5}$
$U_{Satu} = U_{Q3/5}$
$I_K = -I_Q$

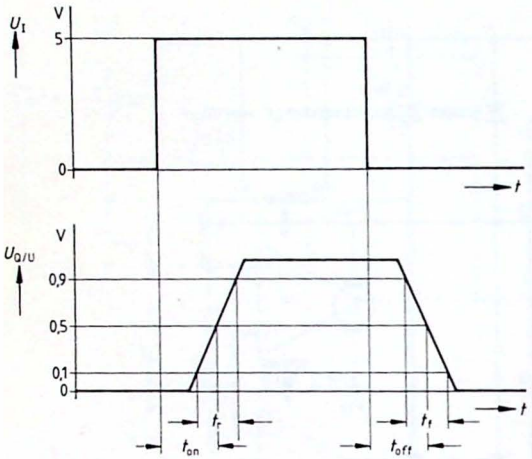
Meßschaltung 3



Anwendungsschaltung



Diagramme



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4202 B	Q67000-A8225	P-T66-7-H

Die beiden Leistungskomparatoren können zu einer Vollbrücke kombiniert Magneten, Motoren oder andere Verbraucher schalten. Der IC ist für den Einsatz im Kfz konzipiert. Er funktioniert bei Gehäusetemperaturen von −40 °C bis +130 °C.

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

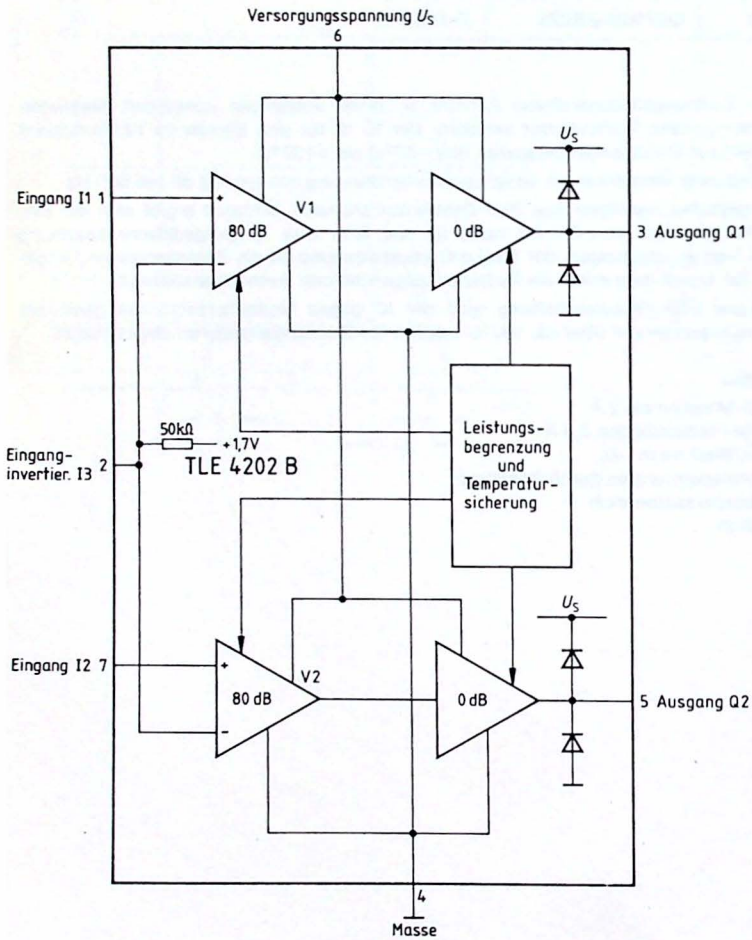
Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe U_S und eine max. Eingangsdifferenzspannung von U_S. Die Treiberschaltungen der Senkentransistoren sind an die Speisespannung angeschlossen. So erzielt man minimale Restspannungen an den Senkentransistoren.

Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Bei Chiptemperaturen von über ca. 160 °C werden die Quellentransistoren abgeschaltet.

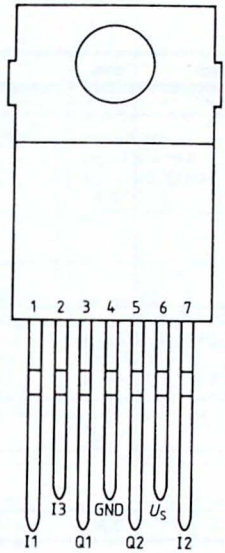
Eigenschaften

- Treibt DC-Motoren bis 2 A
- Integrierte Freilaufdioden 2,5 A
- Kurzschlußfest nach $-U_S$
- Kleine Restspannungen durch Bootstrap
- Weiter Temperaturbereich
- Kfz-tauglich

Blockschaltbild



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	**Eingang 1** Nichtinvertierender Eingang 1, der gemäß allgemeiner Regeln mit Anschluß 2 und Anschluß 3 zu verschalten ist.
2	I3	**Eingang 3 invertierend** Invertierende Eingänge der beiden Komparatoren; intern über 50 kOhm auf der Referenzspannung (typ. 1,7 V)
3	Q1	**Ausgang Q1** Gegentakt B Ausgang mit DC-Kurzschlußfestigkeit nach Masse. Freilaufdioden gegen Masse und gegen die Speisespannung sind integriert.
4	GND	**Masse GND**
5	Q2	**Ausgang Q2;** siehe Anschluß 3
6	U_S	**Speisespannung U_S;** muß mit einer keramischen Kapazität von wenigstens 100 nF direkt an den Anschlüssen des IC gegen Masse abgeblock werden.
7	I2	**Eingang 2** Nichtinvertierender Eingang 2; siehe Anschluß 1

Grenzdaten

$T_G = -40\,°C$ bis $+130\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		40	V
Ausgangsstrom der Senkentransistoren $T_G \leq 85\,°C$	I_Q		2,5	A
Ausgangsstrom der Quellentransistoren intern begrenzt	I_Q			
Diodenspitzenströme				
gegen $+U_S$	I_{F+}		2,5	A
gegen Masse	I_{F-}		2,5	A
Spannung an den Anschlüssen I1, I2, I3	$U_{1,2,7}$	−0,3	U_S	V
Spannung an den Anschlüssen Q1, Q2[1])	$U_{3,5}$			V
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3,5	17	V
Gehäusetemperatur im Betrieb	T_G			
$R_L \geq 6\,\Omega$, $U_S = 7 \ldots 16$ V		−40		°C
$R_L \geq 9\,\Omega$, $U_S = 16$ V			130	°C
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	V_U	30		dB
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		4,8	K/W

Ausgänge Q1 und Q2 kurzschlußfest gegen GND
R_L: Widerstand zwischen Ausgang 1 und Ausgang 2

[1]) Die Ausgangsspannungen werden durch die Freilaufdioden im zulässigen Bereich gehalten.

Kenndaten

$U_S = 13$ V, $T_G = +25$ °C

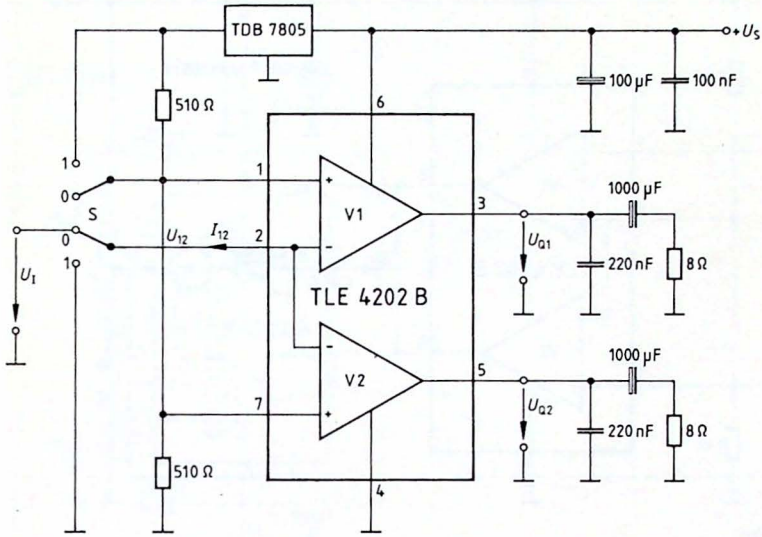
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	I_S	S = 1	1		15	25	mA
Leerlaufverstärkung	V_{UO}	$f = 500$ Hz $U_S \leq 7$ V ≤ 16 V $T_G = -40$ °C bis +110 °C	1	50	80		dB
Eingangsdaten							
Eingangsstrom (Anschlüsse I1, I2)	$I_{I1,7}$	$U_{I1,12} = 0$	2		1,0	3,0	µA
Eingangsstrom	I_{I2}	$U_{I2} = 0$; $U_{I1,7} = U_S$	1		35	70	µA
	$-I_{I2}$	$U_{I2} \leq U_S$; $U_{I1,7} = 0$ V			230	300	µA
Eingangswiderstand	$R_{I1,7}$	$f = 1$ kHz	1	1	5		MΩ
Eingangsbezugsspg.	U_{I2}	$I_{I2} = 0$; $U_{I1,7} = 0$ V	1	1,4	1,7	2,0	V
Eingangsoffsetspannung	U_{I0}		3	−20		20	mV
Ausgangsdaten							
Sättigungsspannungen							
Quellenbetrieb	U_{Sato}	$I_Q = -0{,}3$ A; S1 = 1	2		0,9	1,0	V
(source)	U_{Sato}	$I_Q = -1{,}0$ A; S1 = 1	2		1,2	1,6	V
gegen U_S gemessen	U_{Sato}	$I_Q = -2$ A; S1 = 1	2		1,5	2,1	V
Senkenbetrieb	U_{Satu}	$I_Q = +0{,}3$ A; S1 = 2	2		0,25	0,4	V
(sink) U_{Satu}		$I_Q = +1{,}0$ A; S1 = 2	2		0,5	0,75	V
	U_{Satu}	$I_Q = +2$ A; S1 = 2	2		1,0	1,3	V
Kurzschlußstrom	I_K	$U_Q = 0$ V	2		1,25	1,60	A
Diodenflußspannungen							
gegen $+U_S$	U_{F+}	$I_F = I_Q = +1$ A	2		1,0	1,3	V
gegen Masse	U_{F-}	$I_F = I_Q = -1$ A	2		0,9	1,2	V
Slew-rate fallende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1		6		V/µs
Slew-rate steigende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1		6		V/µs
Schaltzeiten							
Anstiegszeit von U_Q	t_r		1		1,5		µs
Abfallzeit von U_Q	t_f		1		1,5		µs
Einschaltverzögerung	t_{on}		1		3,0		µs
Ausschaltverzögerung	t_{off}		1		1,5		µs

Kenndaten

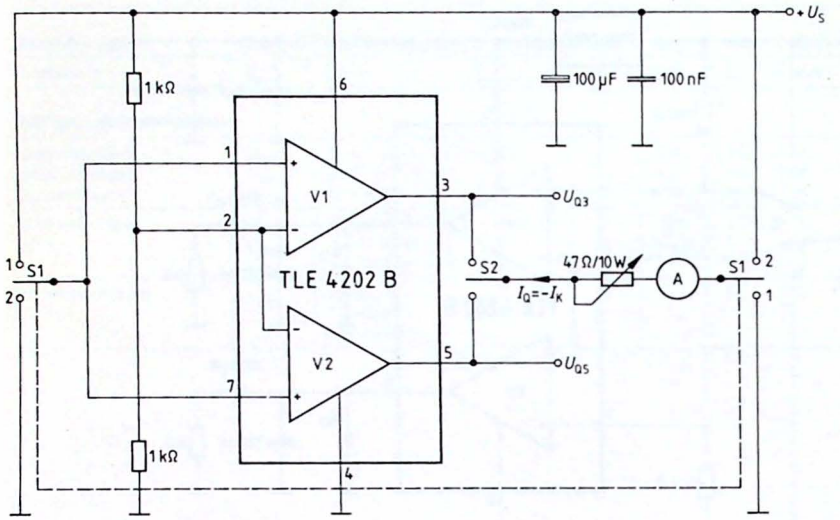
$U_S \leq 7$ V bis ≤ 17 V; $T_G = -40$ °C bis +110 °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	I_S	S = 1	1		15	30	mA
Sättigungsspannungen							
Quellenbetrieb	U_{Sato}	$I_Q = -0{,}3$ A; S = 1	2		0,9	1,2	V
(source) gegen	U_{Sato}	$I_Q = -1$ A; S = 1	2		1,2	1,8	V
U_S gemessen	U_{Sato}	$I_Q = -2$ A; S = 1	2		1,5	2,4	V
Senkenbetrieb	U_{Satu}	$I_Q = 0{,}3$ A; S1 = 2	2		0,25	0,60	V
(sink)	U_{Satu}	$I_Q = 1$ A; S1 = 2	2		0,5	1,1	V
	U_{Satu}	$I_Q = 2$ A; S1 = 2	2		1,2	2,0	V
Kurzschlußstrom	$-I_K$	$U_Q = 0$ V $T_G = 25$ °C bis +110 °C				3,5	V

Meßschaltung 1

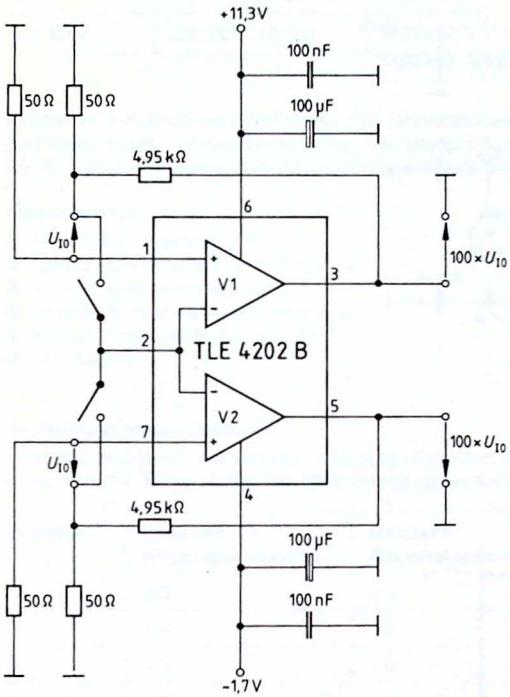


Meßschaltung 2

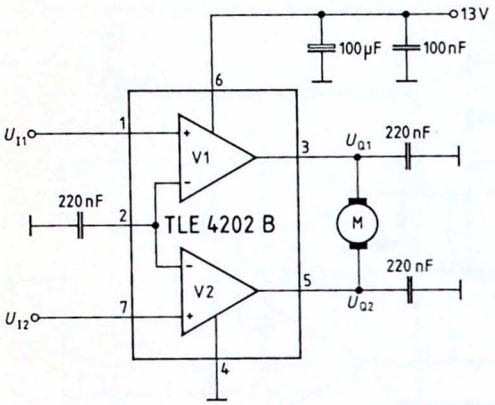


$U_{Sato} = U_S - U_{Q3/5}$
$U_{Satu} = U_{Q3/5}$
$I_K = -I_Q$

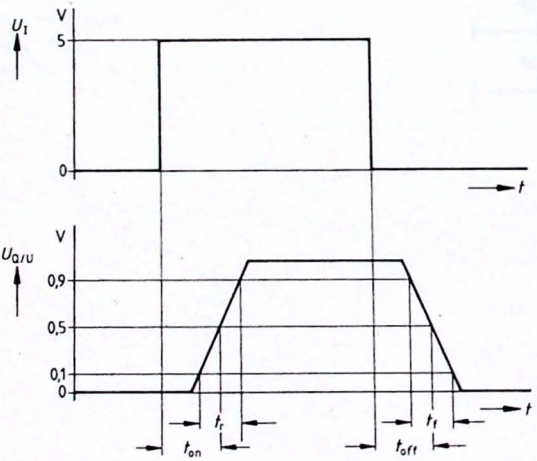
Meßschaltung 3



Anwendungsschaltung



Diagramme



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4204	Q67000-A8182	P-T66-7-H

Integrierte 3-A-Leistungs-Vollbrücke mit Temperatursicherung, voll geschützten Endstufen und integrierten Freilaufdioden. Der Gehäusetemperaturbereich ist −40C bis +125°C. Der IC eignet sich besonders für den Einsatz im Kfz.

Eigenschaften

- Max. Ausgangsstrom 4 A
- Ausgänge kurzschlußfest nach $\pm U_S$
- Thermischer Überlastschutz
- Integrierte Freilaufdioden nach $\pm U_S$
- Versorgungsspannung max. 45 V
- Kfz-tauglich

Anwendungsbeschreibung

In der Industrieelektronik werden Leistungsvollbrücken meist für bidirektionale Motorantriebe eingesetzt. Die beiden Differenz-Steuereingänge wirken wie folgt auf die Ausgänge:

Zustand	Differenz-Eingangsspannung 1	Differenz-Eingangsspanung 2	Ausgang 1	Ausgang 2
1	<0	<0	U_{QL}	U_{QL}
2	<0	>0	U_{QL}	U_{QH}
3	>0	<0	U_{QH}	U_{QL}
4	>0	>0	U_{QH}	U_{QH}

U_{QL} heißt: unteres Leistungslement durchgeschaltet; oberes Leistungslement gesperrt
U_{QH} heißt: oberes Leistungslement durchgeschaltet; unteres Leistungslement gesperrt

Beispielsweise gilt dann:

Zustand 1: Motor wird gebremst
Zustand 2: Motor dreht rechts
Zustand 3: Motor dreht links
Zustand 4: Motor wird gebremst

Schaltungsbeschreibung

Eingangsschaltung

Die Eingangsstufen sind als Differenzeingänge mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB und einem Eingangsgleichtaktbereich bis 0 V ausgelegt.

Ausgangsstufen

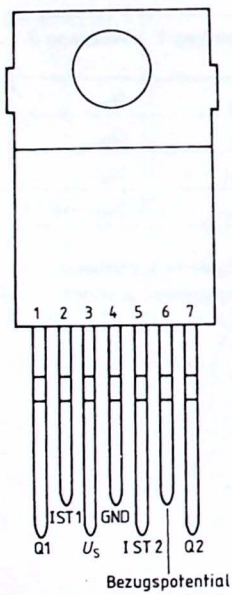
Die Endstufen bestehen aus zwei Gegentakt-C-Stufen. Mit Hilfe der Schutzschaltungen zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im gesamten Funktionsbereich gegen Masse und gegen die Versorgungsspannung kurzschlußfest. Positive und negative Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, werden durch integrierte Dioden begrenzt.

Überwachungs- und Schutzfunktionen

Durch eine Temperatursicherung wird der IC vor thermischer Überlastung geschützt.

Die Leistungselemente werden durch eine Schutzschaltung überwacht. Bei kleinen Spannungen (bis 8 V) wird lediglich der Strom begrenzt, um die Bonddrähte zu schützen. Bei höheren Spannungen regelt die Schutzschaltung die Verlustleistung im Leistungselement.

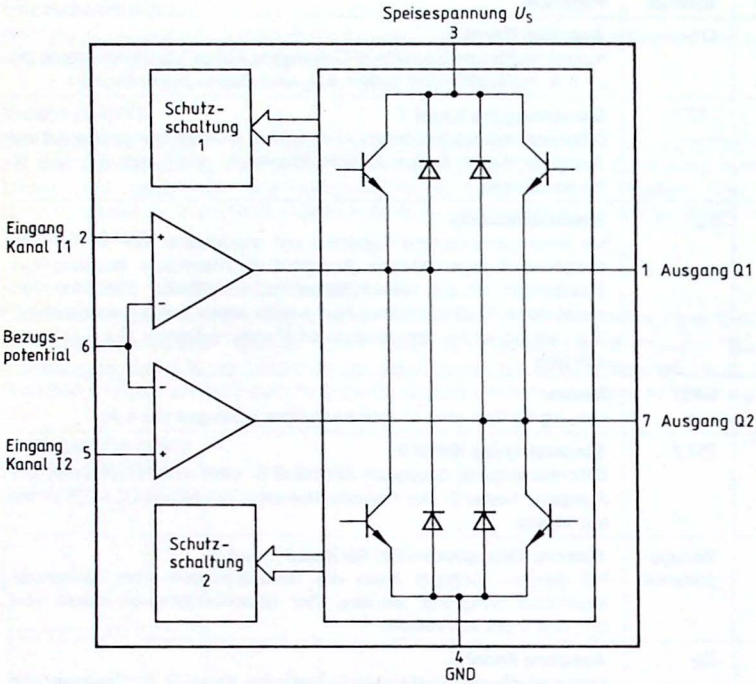
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	**Ausgang Kanal 1** Kurzschlußfester Gegentakt-C-Ausgang Kanal 1 für Nennströme bis zu 3 A. Freilaufdioden gegen $+U_S$ und Masse sind integriert.
2	IST1	**Steuereingang Kanal 1** Differenzeingang bezüglich Anschluß 6; wirkt nichtinvertierend auf Ausgang Kanal 1. Der Gleichtaktbereich reicht von U_S −2,5 V bis auf Masse.
3	U_S	**Speisespannung** Mit einer keramischen Kapazität von mindestens 220 nF nicht an Anschluß 3 gegen Masse (Anschluß 4) abblocken. Bei längeren Zuleitungen ist ein induktivitätsarmer schaltfester Stützelko von wenigstens 10 µF zwischen den Anschlüssen 3 und 4 vorzusehen. Die Leitung ist für den maximalen Kurzschlußstrom (2 x 4 A) auszulegen.
4	GND	**Masse** Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 4 A).
5	IST2	**Steuereingang Kanal 2** Differenzeingang bezüglich Anschluß 6; wirkt nichtinvertierend auf Ausgang Kanal 2. Der Gleichtaktbereich reicht von U_S −2,5 V bis auf Masse.
6	Bezugs-potential	**Eingangsbezugspotential für Kanal 1 und 2** Mit diesem Eingang kann die Schaltschwelle vom Anwender individuell festgelegt werden. Der Gleichtaktbereich reicht von U_S −2,5 V bis auf Masse.
7	Q2	**Ausgang Kanal 2** Kurzschlußfester Gegentakt-C-Ausgang Kanal 2 für Nennströme bis zu 3 A. Freilaufdioden gegen $+U_S$ und Masse sind integriert.

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = -40\,°C$ bis $+125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Spannungen				
Speisespannung	U_S	−0,3	45	V
Eingangsspannungen Anschluß 2, 5 und 6	U_I	−0,3	$+U_S$	V
Ströme				
Speisestrom $T_G \leq 85\,°C$	I_S	−3	8	A
Ausgangsstrom $T_G \leq 85\,°C$	$I_{Q\,1,2}$	−4	4	A
Massestrom $T_G \leq 85\,°C$	I_M	−8	8	A
Diodenspitzenströme				
gegen $+U_S$	I_{F+}		1,5	A
gegen Masse	I_{F-}		4	A
Temperaturen				
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_S	8	24	V
Gehäusetemperatur $T_j \leq 150\,°C$	T_G	−40	125	°C
Wärmewiderstände				
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		4	K/W
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		65	K/W

Kenndaten

$T_G = +25\,°C$; $U_S = 12\,V$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Allgemeine Daten						
Ruhestrom	I	$U_{2,5} = 12\,V$; $U_6 = 0\,V$		15	30	mA
Steuereingänge						
Eingangs-Offsetspannung	U_{I0}		−10		10	mV
Eingangsoffsetstrom	I_{I0}		−100		100	nA
Eingangsstrom	$-I_{I2,5}$	$U_{2,5} = 0\,V$; $U_6 = 12\,V$		1	2	µA
Eingangsstrom	$-I_{I6}$	$U_{2,5} = 12\,V$; $U_6 = 0\,V$		2	4	µA
Eingangs-gleichtaktbereiche						
nach $+U_S$	U_{IC+}	Differenz zu $+U_S$		2,5	3	V
nach Masse	U_{IC-}	gegen Masse		−0,5	0	V
Ausgangsstufen						
Sättigungsspannungen						
gegen $+U_S$	U_{QSatO}	$U_{I6} < U_{I2,5}$; $I_Q = -1\,A$ [1]		1,0	1,3	V
gegen $+U_S$	U_{QSatO}	$U_{I6} U_{I2,5}$; $I_Q = -3\,A$ [1]		2,0	2,5	V
gegen Masse	U_{QSatU}	$U_{I6} > U_{I2,5}$; $I_Q = 1\,A$		1,0	1,3	V
gegen Masse	U_{QSatU}	$U_{I6} > U_{I2,5}$; $I_Q = 3\,A$		2,0	2,5	V
Flußspannungen						
gegen $+U_S$	U_{Fo}	$U_{I6} < U_{I2,5}$; $I_Q = 1\,A$ [1]		1,2	1,4	V
gegen Masse	U_{Fu}	$U_{I6} > U_{I2,5}$; $I_Q = -1\,A$		−1	−1,2	V
gegen Masse	U_{Fu}	$U_{I6} > U_{I2,5}$; $I_Q = -3\,A$		−1,4	−1,6	V
Kurzschlußströme						
bei Kurzschluß		S 1P, 2P geschlossen				
nach $+U_S$	$I_{QP1,7}$					
$U_6 > U_{I2,5}$						
	$I_{QP1,7}$	$U_S = 12\,V$		2,5	3,5	A
	$I_{QP1,7}$	$U_S = 24\,V$		1,0		A
bei Kurzschluß		S 1M, 2M geschlossen				
nach Masse	$-I_{QM1,7}$					
$U_6 < U_{I2,5}$						
	$-I_{QM1,7}$	$U_S = 12\,V$	1	2,5	3,5	A
	$-I_{QM1,7}$	$U_S = 24\,V$	1	1,5		A
Schaltzeiten						
Einschaltzeit	t_{dE}	siehe Bild 2		2	4	µs
Ausschaltzeit	t_{dA}	siehe Bild 2		3	6	µs

[1]) gegen $+U_S$ gemessen

Meßschaltung
Bild 1

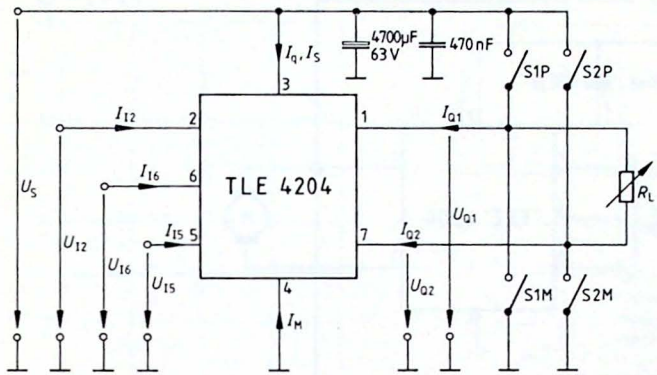
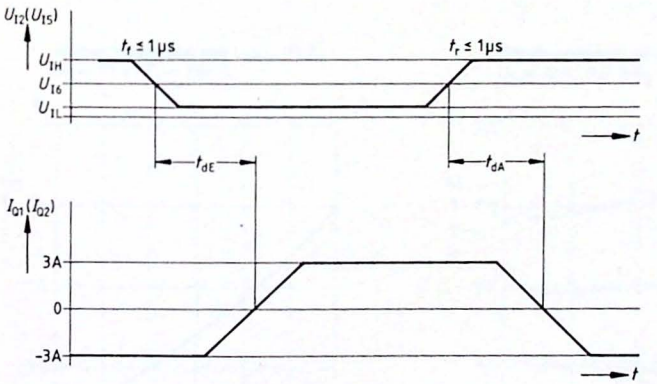
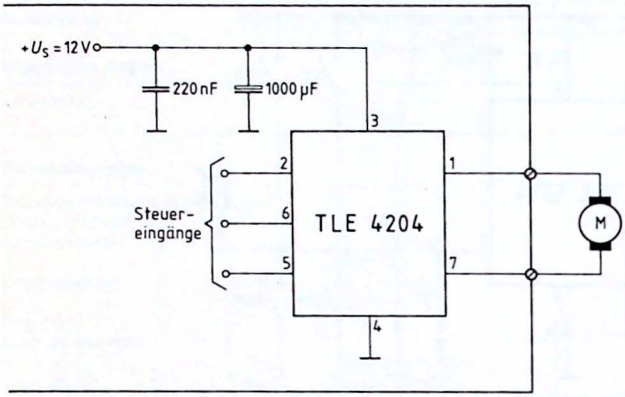


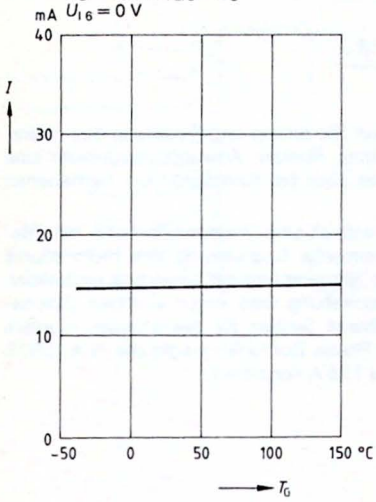
Bild 2



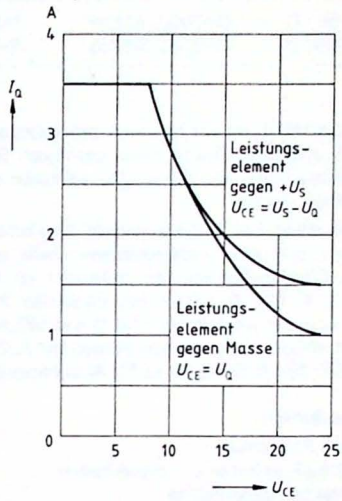
Anwendungsschaltung



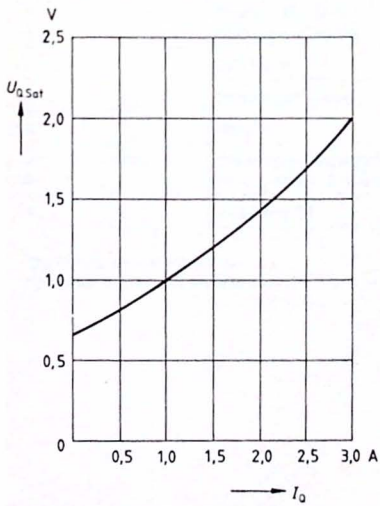
Ruhestrom $I = (f)\ T_G$
$U_S = 12\ V; U_{I\,2/5} = U_S$
$U_{I\,6} = 0\ V$



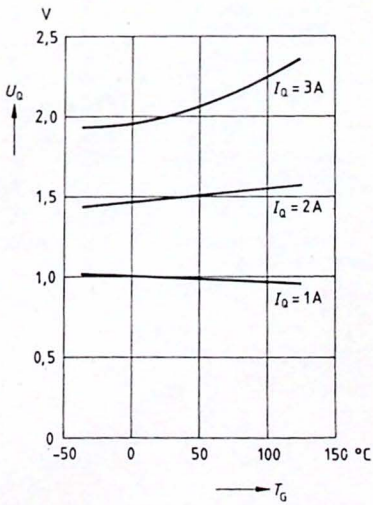
Kurzschlußstrom $I_Q\ (f)\ U_{CE}$
$T_G = 25\,°C$



Sättigungsspannung $U_{QSat}\ (f)\ I_Q$
$U_S = 12\ V;\ T_G = 25\,°C$



Sättigungsspannung $U_{QSat} = (f)\ T_G$
$U_S = 12\ V;\ P_V \leq 6\ W$



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 1561 B	Q67000-A8209	P-SIP-9
TCA 1560 B	Q67000-A8208	P-DIP-18-L9

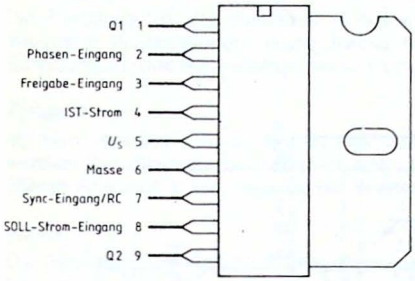
Der TCA 1561B ist ein bipolarer monolithischer IC zur Steuerung und Regelung des Motorstroms in einem Strang eines bipolaren Schrittmotors. Weitere Anwendungsgebiete sind die Ansteuerung von Gleichstrommotoren sowie von allen bei Konstantstrom betriebenen induktiven Lasten.

Der Baustein hat TTL-kompatible Logikeingänge, enthält eine Treibervollbrücke mit integrierten, schnellen Freilaufdioden sowie eine dynamische Begrenzung des Motorstroms durch Chopperbetrieb. Der Sollstrom ist mit einer Steuerspannung stufenlos einstellbar. Zwei TCA 1561B bilden mit minimaler Außenbeschaltung und einer einzigen Speisespannung ein komplettes und direkt MC-ansteuerbares System für zweiphasige bipolare Schrittmotore mit Ausgangsströmen bis zu 2,5 A pro Phase. Der funktionsgleiche TCA 1560 B im P-DIP-18-L9-Gehäuse ist für Ausgangsströme bis 1,25 A konzipiert.

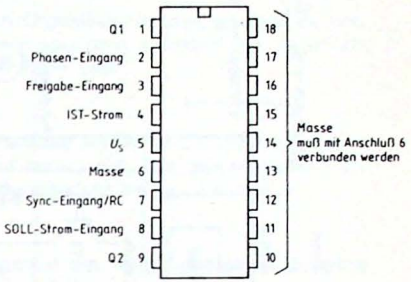
Eigenschaften

- 2,5 A Spitzenstrom
- Schnelle integrierte Freilaufdioden
- Einfache Ansteuerung
- Thermischer Überlastschutz mit Hysterese

Anschlußanordnung TCA 1561 B
(Ansicht von oben)



Anschlußanordnung TCA 1560 B
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung TCA 1561 B

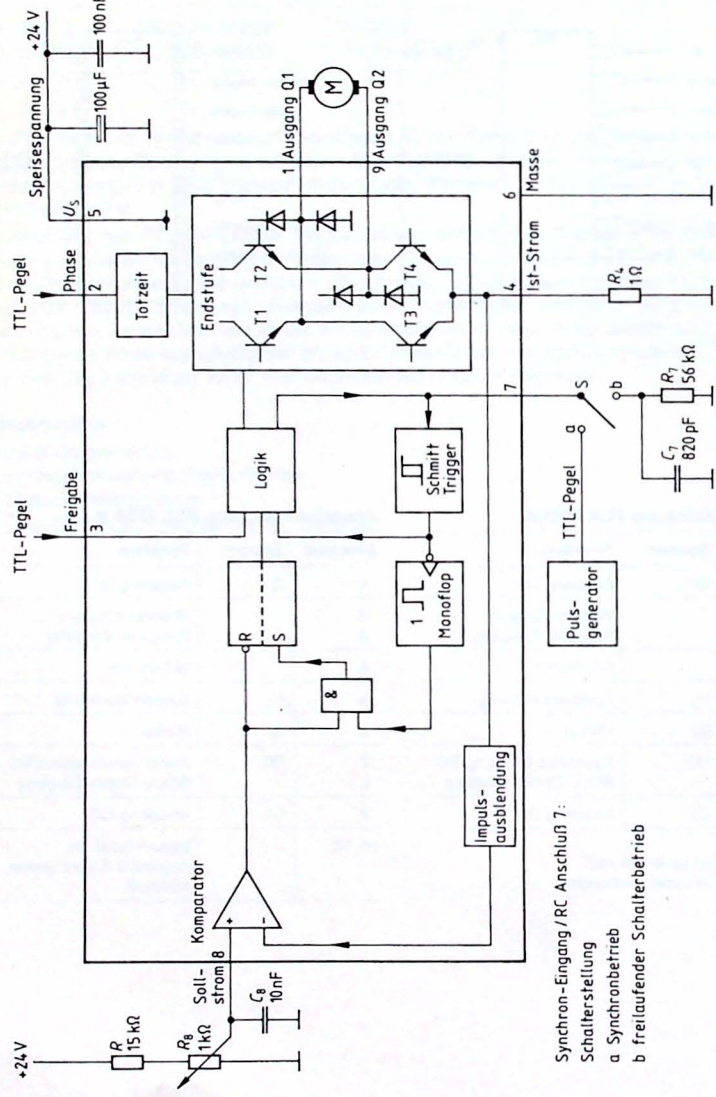
Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang Q1
2 3		Phasen-Eingang Freigabe-Eingang
4		IST-Strom
5	U_S	Speisespannung
6	0_S	Masse
7 8	RC	Synchron-Eingang/RC SOLL-Strom-Eingang
9	Q2	Ausgang Q2

Die Kühlfahne ist intern mit Anschluß 6 (Masse) verbunden.

Anschlußbelegung TCA 1560 B

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang Q1
2 3		Phasen-Eingang Freigabe-Eingang
4		IST-Strom
5	U_S	Speisespannung
6	0_S	Masse
7 8	RC	Synchron-Eingang/RC SOLL-Strom-Eingang
9	Q2	Ausgang Q2
10-18		Masse (muß mit Anschluß 6 verbunden werden).

Blockschaltbild



Schaltungsbeschreibung

Ausgänge

Die Ausgänge Q1, Q2 (Anschluß 1, 9) werden von Gegentaktendstufen versorgt. Je zwei integrierte Freilaufdioden gegen Masse bzw. Speisespannung schützen die integrierte Schaltung vor den Rückschlagspannungen einer induktiven Last.

Freigabe

Mit einer Spannung $U_{I3} \leq 0{,}8$ V an Anschluß 3 können die Ausgänge Q1 und Q2 gesperrt werden. Der Speisestrom reduziert sich dabei auf max. 1 mA. Das gleiche bewirkt ein offener Anschluß 3. Die Freigabe der Senkentransistoren erfolgt mit $U_{I3} \geq 2$ V.

Phase

Die Spannung am Anschluß 2 bestimmt die Phasenlage des Ausgangsstromes. Ausgang Q1 wirkt als Senke für $U_{I2} \leq 0{,}8$ V und als Quelle für $U_{I2} \geq 2$ V.

Für Ausgang Q2 gilt sinngemäß:

Senke für $U_{I2} \geq 2$ V
Quelle für $U_{I2} \leq 0{,}8$ V

Die Senkentransistoren werden stromgeschopped. Bei Phasenwechsel verhindert eine interne Schaltung, daß unzulässige Querströme fließen.

SOLL-Strom-Eingang

Der Spitzenstrom in der Motorwicklung wird durch die Spannung am Anschluß 8 festgelegt. Ein Komparator vergleicht diese mit dem Spannungsabfall am IST-STROM-Fühler an Anschluß 4. Bei Überschreitung des Sollstromes werden die Senkentransistoren der Ausgänge durch eine Logik abgeschaltet.

Synchron-Eingang/RC

Das Einschalten der Ausgänge erfolgt mit dem an Anschluß 7 anliegenden Signal. Möglich ist eine Synchronisation durch ein eingespeistes TTL-Signal oder ein freilaufendes Schalten mit der externen RC-Kombination.

Freilaufender Schaltbetrieb

Nach Anlegen der Speisespannung lädt sich der Kondensator C_7 am Anschluß 7 bis zu einer Grenzspannung von typ. 2,4 V auf. Durch den ansteigenden Strom in der Motorwicklung steigt die Spannung am IST-Strom-Fühler R_4 (Anschluß 4). Nach Überschreiten des am SOLL-Strom-Eingang (Anschluß 8) vorgegebenen Wertes setzt der Komparator zusammen mit einer Impulsausblendung ein RS-Flipflop zurück. Dadurch sperren über die Logik die Senkentransistoren T3 und T4. Die Aufladung von C_7 wird beendet. Der parallel liegende Widerstand R_7 entlädt dann C_7. Bis zum Erreichen der unteren Schaltschwelle des Schmitt-Triggers bleiben die Senkentransistoren gesperrt. Diese Sperrzeit wird somit durch die Zeitkonstante $t_s = R_7 \times C_7$ festgelegt. Nach dem Überschreiten der unteren Triggerschwelle wird mit der fallenden Flanke des Schmitt-Trigger-Ausgangs das Monoflop getriggert und das RS-Flipflop wieder gesetzt, falls die Spannung am IST-Strom-Fühler (Anschluß 4) unter dem Sollwert vom Anschluß 8 liegt. Die Logik schaltet dann den Senkentransistor T3 bzw. T4 leitend und lädt wieder den Kondensator C_7. Steigt die

Spannung am Anschluß 4 über den Komparatorwert von Anschluß 8 an, werden die Senkentransistoren T3 und T4 erneut abgeschaltet.

Das nächste Einschalten kann dann frühestens nach dem Entladen von C_7 auf die untere Triggerschwelle erfolgen. Diese Entladezeit ist abhängig von R_7 und C_7.

Synchronbetrieb

Wird am Anschluß 7 ein Synchronsignal mit TTL-Pegel zugeführt, setzt die negative Flanke über die Kombination Schmitt-Trigger/Monoflop das RS-Flipflop, falls die Spannung am Anschluß 4 kleiner als der Sollwert am Anschluß 8 ist. Wie beim freilaufenden Schaltbetrieb werden die entsprechenden Endtransistoren leitend. Das Sperren erfolgt ebenfalls durch Rücksetzen des RS-Flipflops, wenn die Spannung am Anschluß 4 größer als der Sollwert am Anschluß 8 ist.

Impulsausblendung

Die Impulsausblendung unterdrückt in allen Fällen positive Impulse von typ. 0,5 µs Dauer am Anschluß 4. Diese können sich als Folge der Querströme bei Chopper-Betrieb durch die integrierten Freilaufdioden ergeben. Dabei steigt die Spannung am Anschluß 4 weit über den Sollwert und würde ohne Impulsausblendung zur dynamischen Strombegrenzung führen. Die Zeit für diese im Prinzip unvermeidlichen Querströme liegt in der Größenordnung der Sperrverzugszeit der Freilaufdioden.

Temperatursicherung

Bei einer Erhöhung der Chiptemperatur auf ca. 150 °C werden die Endstufen abgeschaltet und bei ca. 130 °C wieder freigegeben.

Logische Zuordnung

Freigabe		L	L	H	H
Phase		L	H	L	H
Ausgang	Q1	/	/	L	H
Ausgang	Q2	/	/	H	L
Transistor	T1	X	X	X	·
Transistor	T2	X	X	·	X
Transistor	T3	X	X	··	X
Transistor	T4	X	X	X	··

bei:
$U_4 > 10$ mV
$R_4 > 0\ \Omega$

L = niedriger Spannungspegel, Eingang offen
H = hoher Spannungspegel
X = Transistor gesperrt
· = Transistor leitend
·· = Transistor leitend, bei Strombegrenzung geschaltet
/ = Ausgang hochohmig

Grenzdaten

$T_G = -25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Anschluß 5	U_S	−0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	I_S	0	2,5	A
Spitzenströme in den Ausgangstransistoren Anschlüsse 1, 9	I_Q	−2,5	2,5	A
Diodenflußströme				
Diode gegen $+U_S$	I_{FH}		2,5	A
Diode gegen Masse	I_{FL}		2,5	A
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7, 8	U_I	−0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	I_4	−2,5		A
Spannung Anschluß 4	U_4	−0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	I_6		2,5	A
Chiptemperatur	T_C		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−40	125	°C
Wärmewiderstände				
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		70	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		8	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung Anschluß 5	U_S	8	40	V
Gehäusetemperatur	T_G	−25	85	°C
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7	U_I		5	V
Ausgangsstrom	I_Q	−2	2	A

Kenndaten

$U_S = 24$ V; $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IH}$		18	30	mA
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IL}$		0,5	1	mA
Ausgang Anschlüsse 1, 9						
Ausgangsspannung: Quelle	U_{QH}	$\lvert I_Q \rvert = 1$ A		1,7	1,9	V
Ausgangsspannung: Quelle	U_{QH}	$\lvert I_Q \rvert = 1{,}5$ A		1,9	2,1	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{QL}	$\lvert I_Q \rvert = 1$ A		1,2	1,4	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{QL}	$\lvert I_Q \rvert = 1{,}5$ A		1,5	1,7	V
Sperrstrom	$\lvert I_{QS} \rvert$				300	µA
Phasentotzeit	t_T	Bild 1	0,1	0,3	1,0	µs
Diodenflußspannungen	U_{FH}	$I_{FH} = 1$ A		1,0	1,2	V
gegen $+U_S$	U_{FH}	$I_{FH} = 1{,}5$ A		1,1	1,3	V
Diodenflußspannungen	U_{FL}	$I_{FL} = 1$ A		1,1	1,3	V
gegen Masse	U_{FL}	$I_{FL} = 1{,}5$ A		1,3	1,5	V
Eingänge: Freigabe Anschluß 3 und Phase Anschluß 2						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				0,8	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 5$ V		50	100	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V			100	µA
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	µs
Soll-Strom Anschluß 8						
Regelbereich	U_{I8}		0		2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0$ V			5	µA
Eingangsnullspannung	$U_{I\,(8-4)}$	Bild 5		0		mV
IST-Strom Anschluß 4						
Regelbereich	U_{I4}	Bild 5	0		2	V
Abschaltverzögerung	t_d	Bild 3		2	3	µs
Synchroneingang/RC Anschluß 7						
Synchronfrequenz	f	Tastverhältnis: 0,5	1		100	kHz
Tastverhältnis	ν	$f = 40$ kHz	0,1		0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	µs
Ausgangsstrom Anschluß 7	$-I_{Q7}$		1,2	1,6	2,0	mA
Triggerschwelle Anschluß 7	U_{L7}	Bild 2		0,6	0,8	V
Aufladegrenze C_7	U_{G7}		2,2	2,4		V
Sperrzeit	t_S	Bild 4		64		µs
Eingangswiderstand Anschluß 7 (dyn.)	R_{I7}	$U_7 = 1{,}5$ V		1		kΩ

Grenzdaten

$T_G = 25\,°C$ bis $+85\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Anschluß 5	U_S	−0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	I_S	0	1,25	A
Spitzenströme in den Ausgangstransistoren Anschlüsse 1, 9	I_Q	−1,25	1,25	A
Diodenflußströme Anschlüsse 1,9				
Diode gegen $+U_S$	I_{FH}		1,25	A
Diode gegen Masse	I_{FL}		1,25	A
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7, 8	U_I	−0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	I_4	−1,25		A
Spannung Anschluß 4	U_4	−0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	I_6		1,25	A
Chiptemperatur	T_C		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−40	125	°C
Wärmewiderstände System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		70	K/W
System-Gehäuse (an Anschluß 14 gemessen)	$R_{th\,SG}$		15	K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung Anschluß 5	U_S	8	40	V
Gehäusetemperatur (an Anschluß 14 gemessen)	T_G	−25	85	°C
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7	U_I		5	V
Ausgangsstrom Anschlüsse 1, 9	I_Q	−1	1	A

Kenndaten

$U_S = 24$ V; $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IH}$		18	30	mA
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IL}$		0,5	1	mA
Ausgang Anschlüsse 1, 9						
Ausgangsspannung: Quelle	U_{OH}	$\lvert I_Q \rvert = 0{,}5$ A		1,6	1,8	V
Ausgangsspannung: Quelle	U_{OH}	$\lvert I_Q \rvert = 0{,}75$ A		1,65	1,90	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{OL}	$\lvert I_Q \rvert = 0{,}5$ A		1,0	1,2	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{OL}	$\lvert I_Q \rvert = 0{,}75$ A		1,1	1,4	V
Sperrstrom	$\lvert I_{QS} \rvert$				300	µA
Phasentotzeit	t_T	Bild 1	0,1	0,3	1,0	µs
Diodenflußspannung	U_{FH}	$I_{FH} = 0{,}5$ A		0,9	1,1	V
gegen $+U_S$	U_{FH}	$I_{FH} = 0{,}75$ A		0,95	1,15	V
Diodenflußspannung	U_{FL}	$I_{FL} = 0{,}5$ A		0,95	1,15	V
gegen Masse	U_{FL}	$I_{FL} = 0{,}75$ A		1,0	1,2	V
Eingänge Freigabe Anschluß 3 und Phase Anschluß 2						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				0,8	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 5$ V		50	100	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V			100	µA
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	µs
Soll-Strom Anschluß 8						
Regelbereich	U_{I8}		0		2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0$ V			5	µA
Eingangsnullspannung	$U_{I\,(8\text{-}4)}$	Bild 5		0		mV
IST-Strom Anschluß 4						
Regelbereich	U_{I4}	Bild 5	0		2	V
Abschaltverzögerung	t_d	Bild 3		2	3	µs
Synchroneingang/RC Anschluß 7						
Synchronfrequenz	f	Tastverhältnis: 0,5	1		100	kHz
Tastverhältnis	ν	$f = 40$ kHz	0,1		0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	µs
Ausgangsstrom Anschluß 7	$-I_{Q7}$		1,2	1,6	2,0	mA
Triggerschwelle Anschluß 7	U_{L7}	Bild 2		0,6	0,8	V
Aufladegrenze C_7	U_{G7}		2,2	2,4		V
Sperrzeit	t_S	Bild 4		64		µs
Eingangswiderstand Anschluß 7 (dyn.)	R_{I7}	$U_7 = 1{,}5$ V		1		kΩ

Innere Beschaltung der Anschlüsse

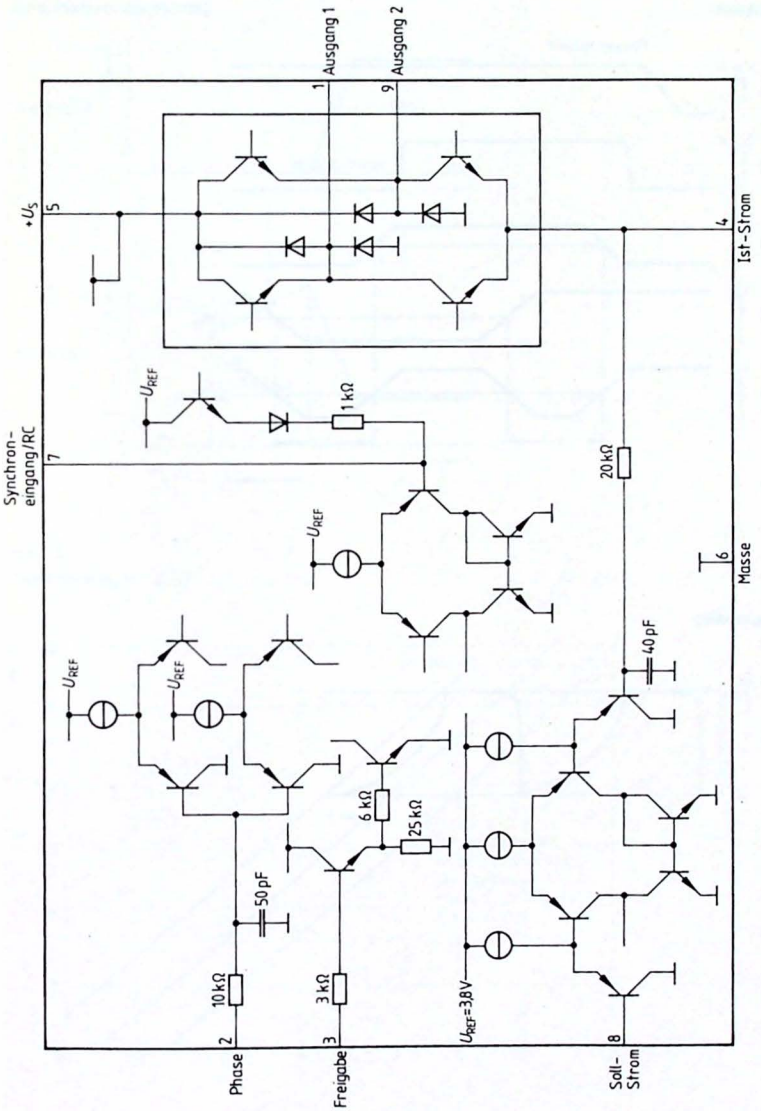


Bild 1
Phasentotzeit

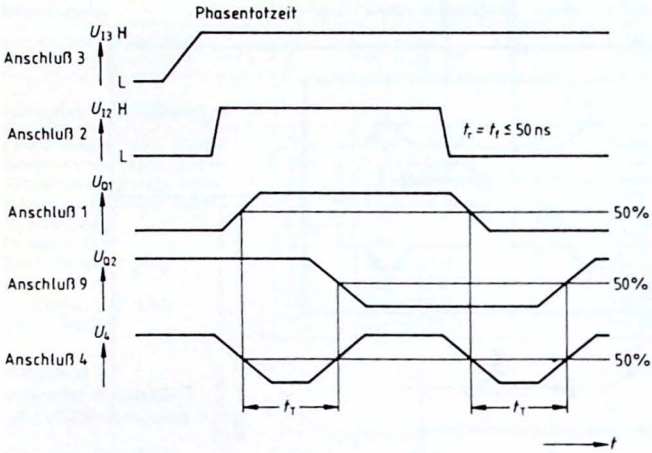


Bild 2
Triggerschwelle

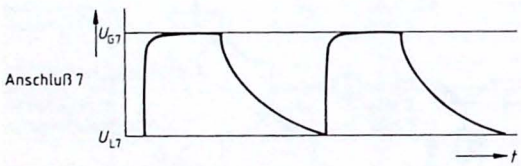


Bild 3
Abschaltverzögerung

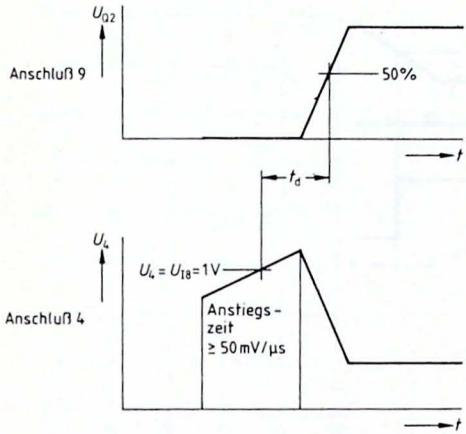


Bild 4
Sperrzeit $t_S = f(C_7)$

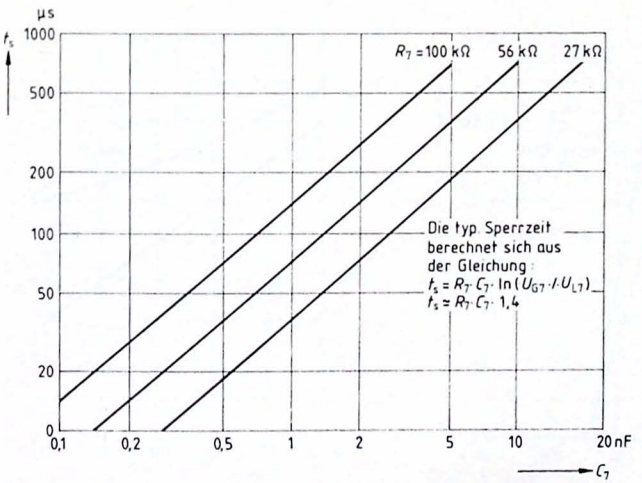
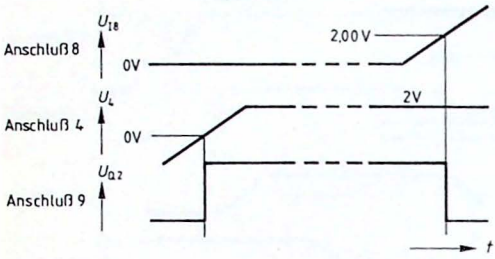
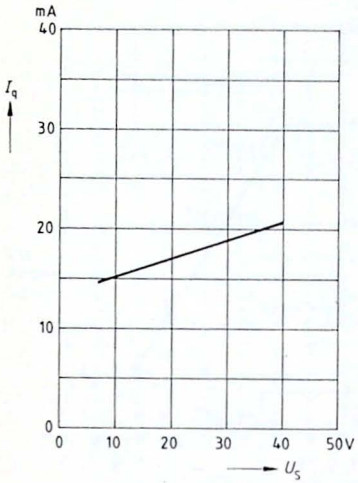


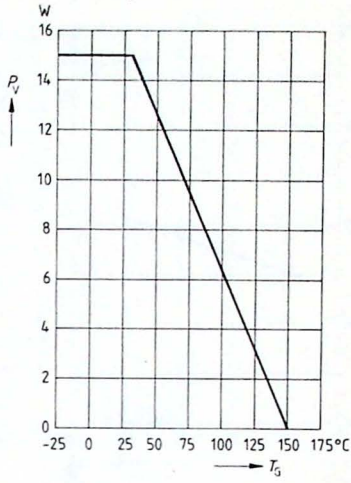
Bild 5
Regelbereich, Eingangsnullspannung



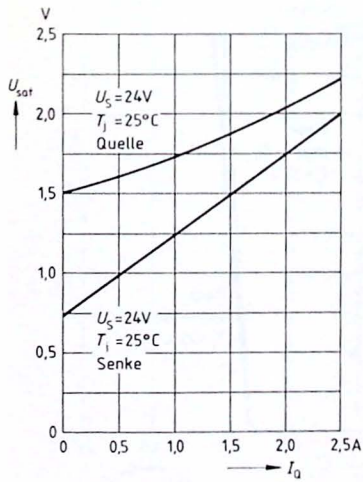
Ruhestrom $I_q = f(U_S)$



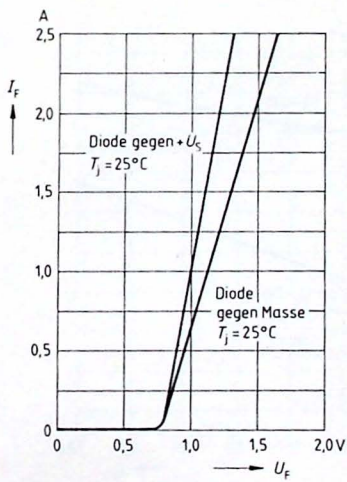
Zulässige Verlustleistung
$P_V = f(T_G)$



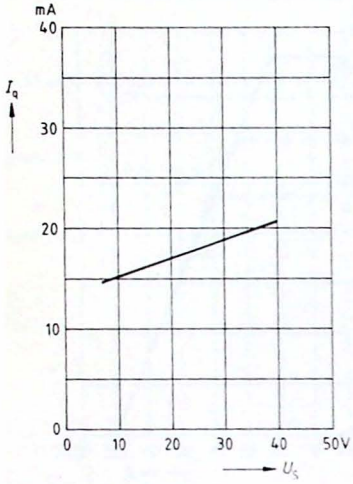
Ausgangssättigungsspannungen
$U_{sat} = f(I_Q)$



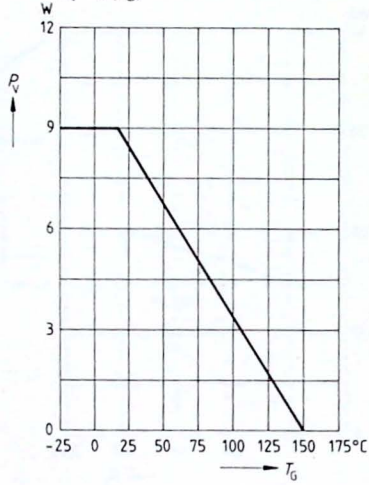
Flußstrom der Freilaufdioden
$I_F = f(U_F)$



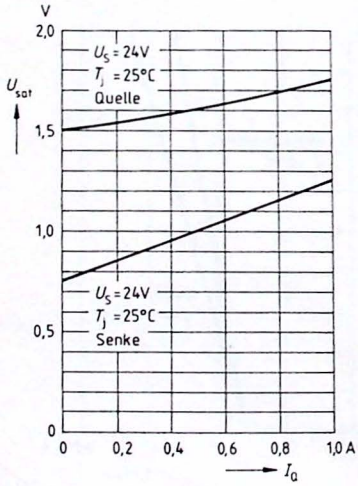
Ruhestrom $I_Q = f(U_S)$



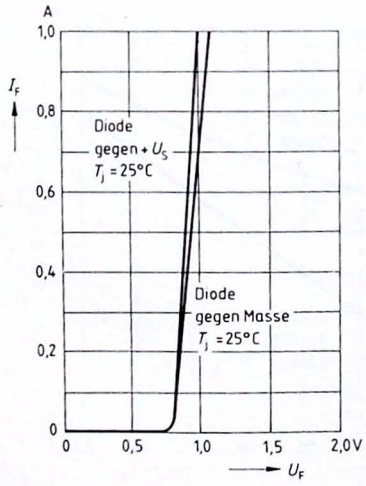
Zulässige Verlustleistung
$P_V = f(T_G)$



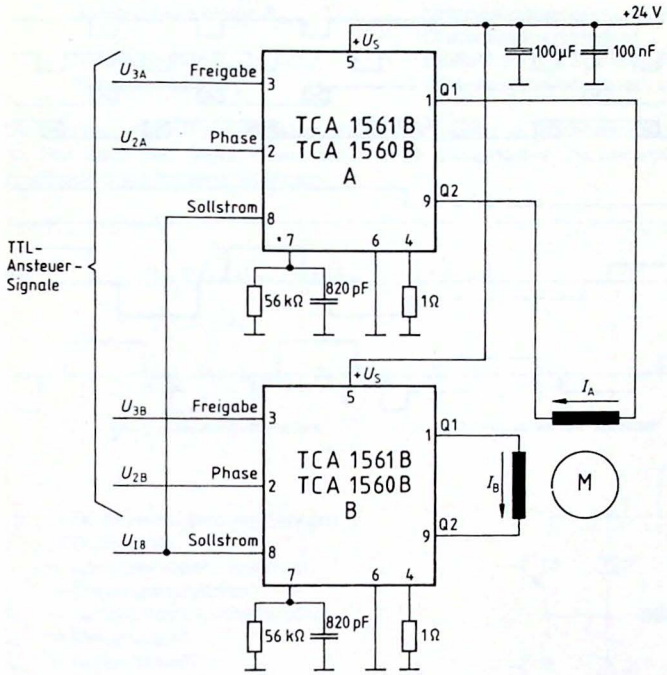
Ausgangssättigungsspannungen
$U_{sat} = f(I_Q)$



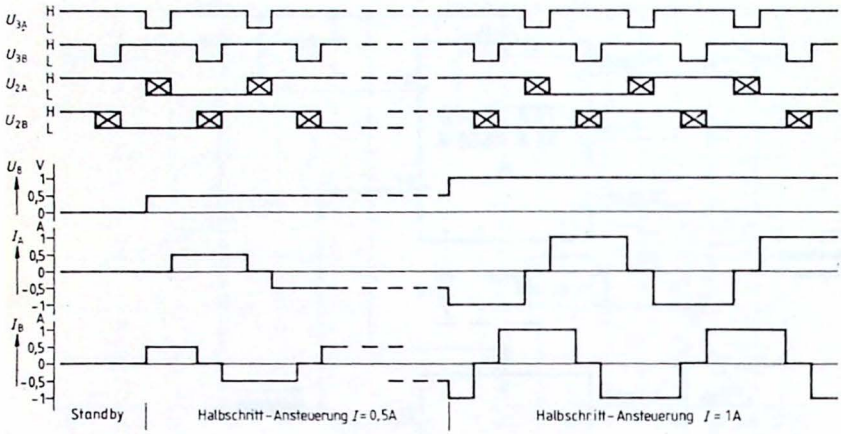
Flußstrom der Freilaufdioden
$I_F = f(U_F)$



Anwendungsschaltung



Impulsdiagramm für Anwendungsschaltung



Verlustleistungsberechnungen

Die Gesamtverlustleistung P_V setzt sich aus

Sättigungsverlusten P_{sat}	(Transistorrestspannung und Diodenflußspannungen),
Ruheverlusten P_q	(Ruhestrom mal Speisespannung) und
Schaltverlusten P_s	(Ein-/Ausschaltvorgänge) zusammen.

Die nachfolgenden Formeln geben die Verlustleistung bei Chopbetrieb ohne Phasenwechsel an. Das stellt den „worst case" dar, weil für die gesamte Zeit der volle Strom fließt, und zusätzlich Schaltverluste auftreten.

$$P_V = P_{sat} + P_q + P_s$$

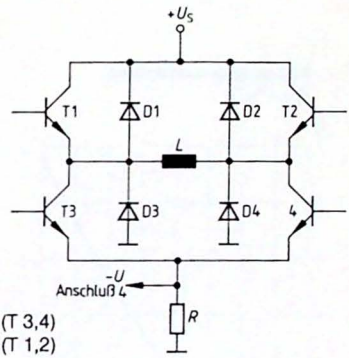
mit

$$P_{sat} \simeq I_N \left\{ U_{satu} \cdot \nu + U_{FO} (1 - \nu) + U_{sato} \right\}$$

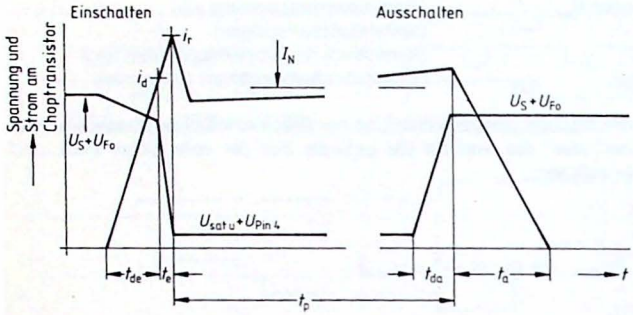
$$P_q = I_q \cdot U_S$$

$$P_S \simeq \frac{U_S}{T} \left\{ \frac{i_d \cdot t_{de}}{2} + \frac{(i_d + i_r)\, t_e}{4} + \frac{I_N}{2} \left(t_{da} + t_a \right) \right\}$$

I_N = Nennstrom (Strommittelwert)
I_q = Ruhestrom
i_d = Löschverzögerungsstrom
i_r = Löschspitzenstrom
t_p = Leitzeit des Choptransistors
t_e = Einschaltzeit
t_a = Ausschaltzeit
t_{de} = Einschaltverzögerungszeit
t_{da} = Ausschaltverzögerungszeit
T = Periodendauer
ν = Tastverhältnis t_p/T
U_{satu} = Sättigungsspannung des Senkentransistors (T 3,4)
U_{sato} = Sättigungsspannung des Quellentransistors (T 1,2)
U_{FO} = Flußspannung der Freilaufdiode (D 1,2)
U_S = Speisespannung

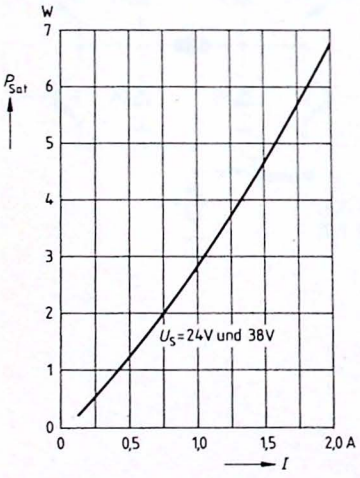


Verlustleistungsberechnungen

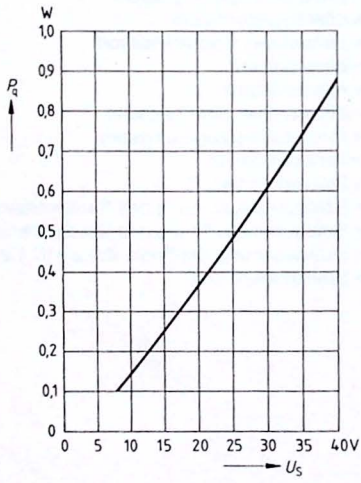


Kennlinien zur Bestimmung der typ. Verlustleistungen bei Chopperbetrieb ohne Phasenwechsel
Parameter: $L_{Last} = 10$ mH, $C_7 = 820$ pF; $R_7 = 33$ kΩ; $T_G = 25$ °C

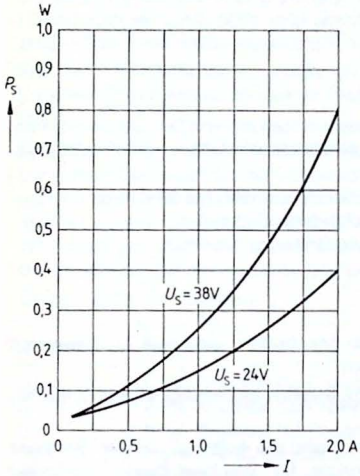
Sättigungsverlustleistung
$P_{sat} = f(I)$



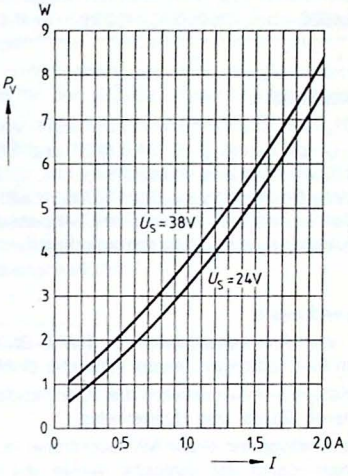
Ruheverlustleistung
$P_q = f(U_S)$



Schaltverlustleistung
$P_S = f(I)$



Gesamtverlustleistung
$P_V = f(I)$



Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4520	Q671000-H8271	P-DIP-28

Eigenschaften

- Digitale Sinussynthese zur Drehzahl- und Drehmomentverstellung von Drehstrommotoren.
- 2-Chip-Lösung (z. B. SAB 8051 und SLE 4520) zum einfachen Aufbau eines leistungsfähigen Frequenzumrichters.
- Motorfrequenzen von 0 bis 3.000 Hz wählbar bei Schaltfrequenzen bis 23,4 kHz.
- Durch programmierbare Totzeit Anpassung an verschiedene Endstufen.
- Funktions- und Leistungsmerkmale durch individuelle Software bestimmt.

Anwendungen

Der neue Pulsweitenmodulator (PWM)-Baustein wurde geschaffen, um ein 8-bit-Datenwort in ein Rechtecksignal entsprechender Breite zu wandeln.

Zu diesem Zweck existieren drei voneinander unabhängige Verarbeitungskanäle mit Speicher, ladbarem Zähler und Nulldetektor.

In Verbindung mit einem Mikrocontroller (z. B. SAB 8051) und der entsprechenden Software können damit auf einfache Weise die Ansteuersignale für Wechselrichter, Umrichter (dreiphasig) mit fast beliebiger Kurvenmodulation (Sinus, Dreieck) und Phasenbeziehung gebildet werden.

Da der Baustein außerdem einen Oszillator mit Clock-Ausgang, einen programmierten Vorteiler zur Anpassung der Schaltfrequenz an die Erfordernisse der Endstufe, eine Verriegelungsstufe mit Status-Flipflop und die Möglichkeit der programmierbaren Totzeit hat, ist er für Anwendungen in Frequenzumrichtern zur Ansteuerung von Drehstromasynchronmotoren besonders geeignet.

Drehstrommotoren lassen sich in der Drehzahl einfach steuern, wenn ihnen eine Dreiphasenspannung angeboten wird, deren *U/f*-Verhältnis mit steigender Frequenz annähernd konstant bleibt. Zur Erzeugung dieser Dreiphasenspannung ist ein Frequenzumrichter erforderlich, der die Netzwechselspannung gleichrichtet, siebt und sie mit Hilfe einer Ansteuerschaltung und dreier Leistungshalbbrücken wieder in eine Wechselspannung anderer Frequenz wandelt. Zur Vermeidung von hohen Verlusten arbeiten die Endstufen im Schaltbetrieb und werden von Rechteckpulsen angesteuert, deren Breite, abhängig vom Verlauf der Sinusfunktion, zu- oder abnimmt. Zur Bildung dieser Impulse mit einer Wiederholrate (Schaltfrequenz) bis über die Hörbarkeitsgrenze hat sich ein Ansteuerblock als vorteilhaft erwiesen, der im einfachsten Fall aus dem Mikrocontroller SAB 8051 und dem Pulsweitenmodulator SLE 4520 besteht.

Funktionsprinzip

Die folgende Beschreibung basiert auf der Kombination des Bausteins SLE 4520 mit einem Mikrocomputer SAB 8051 und einem bei uns entwickelten Programm. Grundsätzlich sind auch andere Hardware-Kombinationen realisierbar.

Auf dem PWM-Baustein wurde ein Oszillator mitintegriert, der den programmierbaren Vorteiler direkt speist und einen Treiberausgang für den angeschlossenen Mikrocontroller hat.

Die Schnittstelle zum Mikrocontroller ist 8-bit-breit.

Zur Datenübergabe des Mikrocontrollers SAB 8051 an den Pulsweitenmodulator SLE 4520 werden der Datenbus P0 und die Steuersignale ALE und $\overline{WR}$ gebraucht. Im PWM-Baustein sind an diesen Datenbus drei 8-bit-Register für die drei Phasen und je ein 4-bit-Register für Totzeit und Teilerfaktoren sowie ein Adreßdecoder-Latch für die Zwischenspeicherung der jeweiligen Adresse angeschlossen **(siehe Blockschaltbild)**.

Es gibt folgende Zuordnung:

Adresse	Register
00	8-bit-Register für Phase 1
01	8-bit-Register für Phase 2
02	8-bit-Register für Phase 3
03	Totzeit-Kontrollregister
04	Teiler-Kontrollregister

Die beiden Kontrollregister brauchen nur einmal bei der Initialisierung beschrieben zu werden. Bei einer Ausgabe vom Controller wird mit der fallenden Flanke des ALE-Taktes obige 3-bit-Adresse zwischengespeichert und dekodiert. Mit der steigenden Flanke des $\overline{WR}$-Signales werden die Daten vom Bus in die Register des PWM-Bausteins übernommen.

Mit dem Teiler-Kontrollregister wird der gewünschte Teilerfaktor zur Erzeugung niedriger Schaltfrequenzen bei gleichzeitig hoher Arbeitsfrequenz des Mikrocontrollers eingestellt. Das Teiler-Kontrollregister wird am sinnvollsten in der Anfangsroutine mit einer entsprechenden Zahl geladen.

Die Zuordnung Wert – Teilerfaktor ist aus Tabelle 1 ersichtlich:

Wert	Teilerfaktor Zähler	Teilerfaktor Verzögerungstakt
0	1 : 4	1 : 4
1	1 : 6	1 : 6
2	1 : 8	1 : 4
3	1 : 12	1 : 6
4	1 : 16	1 : 4
5	1 : 24	1 : 6
6	1 : 32	1 : 4
7	1 : 48	1 : 6

Tabelle 1: Zuordnung des Werts im Teilerregister zum Teilerfaktor, mit dem die interne Arbeitsfrequenz des SLE 4520 gewählt wird.

Die Schaltfrequenzperiodendauer sollte nach Festlegung des Faktors so gewählt werden, daß die maximale Impulsweite gerade erreicht wird. Das heißt, daß bei einem PWM-Zählerarbeitstakt von z. B. 1 MHz (Quarzfrequenz 12 MHz, Teilerfaktor 1 :12) und einem Tabellenwert von 127 (7 Bit) der Zähler nach 128 µs die Null erreicht hat (Schaltfrequenzperiodendauer 128 µs).

Tabelle 2 gibt eine Übersicht der sinnvollen Zuordnung Zählerfrequenz – Schaltfrequenz beim SAB 8051 (12-MHz-Quarz).

Teilerfaktor	Zählerfrequenz	Laufzeit Timer 0	Schaltfrequenz	Auflösung
1 :6	2 MHz	64 µs	15,6 kHz	7 Bit
1 :6	2 MHz	128 µs	7,8 kHz	8 Bit
1 :12	1 MHz	128 µs	7,8 kHz	7 Bit
1 :12	1 MHz	256 µs	3,9 kHz	8 Bit
1 :24	500 kHz	256 µs	3,9 kHz	7 Bit
1 :24	500 kHz	2 x 256 µs	1,95 kHz	8 Bit
1 :48	250 kHz	2 x 256 µs	1,95 kHz	7 Bit
1 :48	250 kHz	4 x 256 µs	975 Hz	8 Bit

Tabelle 2: Zuordnung Zählerfrequenz – Schaltfrequenz beim SAB 8051

Umwandlung eines Datenwortes in Impulsweite

Die Impulserzeugung in den drei Verarbeitungskanälen erfolgt mit Hilfe eines setzbaren 8-bit-Rückwärtszählers und eines Nulldetektors (NOR-Gatter), der an die acht Ausgänge des Zählers angeschlossen ist. Mit dem Übernahmeimpuls vom Mikrocontroller (Breite 1 Befehlszyklus), dessen Wiederholrate die Periodendauer der Schaltfrequenz bestimmt, wird der setzbare Zähler mit dem Inhalt des ihm zugeordneten Registers geladen, und am Ausgang des Nulldetektors erscheint eine 0 (vorausgesetzt im Register steht nicht 00H).

Diese 0 gibt den Zähler frei und läßt ihn herunterzählen. Mit dem Erreichen der 0 ist der Impuls zu Ende, und der Zähler wird bis zum Eintreffen des nächsten Übernahmeimpulses angehalten. Als Taktfrequenz für den PWM-Zähler dient die mit dem Teilerfaktor multiplizierte Quarzfrequenz.

Funktionsprinzip

Totzeit-Kontrollregister und Totzeitgewinnung zur Vermeidung von Schaltüberlappungen

Die Totzeit zwischen den Ansteuerimpulsen für die zwei Transistoren einer Halbbrücke soll die Speicherzeiten der bipolaren Treiber- und Leistungstransistoren berücksichtigen, damit keine gefährlichen Schaltüberlappungen auftreten können. Im PWM-Baustein wird die Totzeit durch logische Verknüpfung des pulsweitenmodulierten Originalsignals mit einem verzögerten Signal gewonnen. Die Verzögerung erhält man beim Durchlauf des Originalsignals durch ein 15-bit-Schieberegister mit 15 Ausgängen.

Der Schiebetakt beträgt entweder $\frac{f_{Quarz}}{6}$ oder $\frac{f_{Quarz}}{4}$, abhängig von dem Wert im Teiler-Kontrollregister.

Durch Beschreiben des Totzeitkontrollregisters mit einer Zahl zwischen 0 und 0FH lassen sich auf diese Weise 16 Totzeiten einstellen (einschließlich der Totzeit Null).

Die Totzeit ist abhängig von der Quarzfrequenz und vom eingestellten Teilerfaktor (1:4 oder 1:6).

Bei 12-MHz-Quarzfrequenz sind Totzeiten gemäß **Tabelle 3** realisierbar:

Wort im Totzeitspeicher	Teilerfaktor 1:4 Totzeit (µs)	Teilerfaktor 1:6 Totzeit (µs)
0	0	0
1	0,33	0,5
2	0,66	1
3	1,0	1,5
4	1,33	2
5	1,66	2,5
6	2,0	3
7	2,33	3,5
8	2,66	4
9	3,0	4,5
10	3,33	5
11	3,66	5,5
12	4,0	6
13	4,33	6,5
14	4,66	7
15	5,0	7,5

Tabelle 3: Im Totzeit-Kontrollregister einstellbare Totzeiten bei den Teilerfaktoren 1:4 und 1:6

Funktionsprinzip

Die Schnittstelle zum Leistungsteil wird von den Ausgängen PH1/1 bis PH3/2 gebildet.

Ohne Totzeit ist PH1/2 gegenüber PH1/1, PH2/2 gegenüber PH2/1 und PH3/2 gegenüber PH3/1 invertiert. Der aktive Schaltzustand ist Low.

Im Falle einer programmierten Totzeit werden darum die negativen Flanken des Ausgangssignals um die Totzeit nach rechts verschoben.

Die Ausgänge sind in der Lage, Optokoppler zur Potentialtrennung von Ansteuerblock und Leistungsteil mit einem Strom bis zu 20 mA oder TTL-Bausteine direkt zu treiben.

Die Ausgänge können statisch oder dynamisch verriegelt werden.

Alle sechs Ausgänge können für die Dauer des Inhibitsignals (Anschluß 19) auf High-Zustand gebracht werden. Bei angeschlossenen Optokopplern sind damit die Leuchtdioden stromlos und alle sechs Einzeltransitoren des Leistungsteils gesperrt. Diese Möglichkeit wird besonders beim Einschalten des Ansteuerblocks gewünscht, da saubere Impulse am Ausgang des PWM-Bausteins erst nach dem Anschwingen des Oszillators und nach dem Durchlaufen der Initialisierungsroutine zur Verfügung stehen.

Da der SAB 8051 beim Einschalten die Port-Ausgänge auf High legt, braucht also nur ein Port-Anschluß des Mikrocontrollers mit Inhibit verbunden zu werden. Am Ende der Initiali-

sierung wird dann dieser Port-Anschluß auf Low gesetzt.

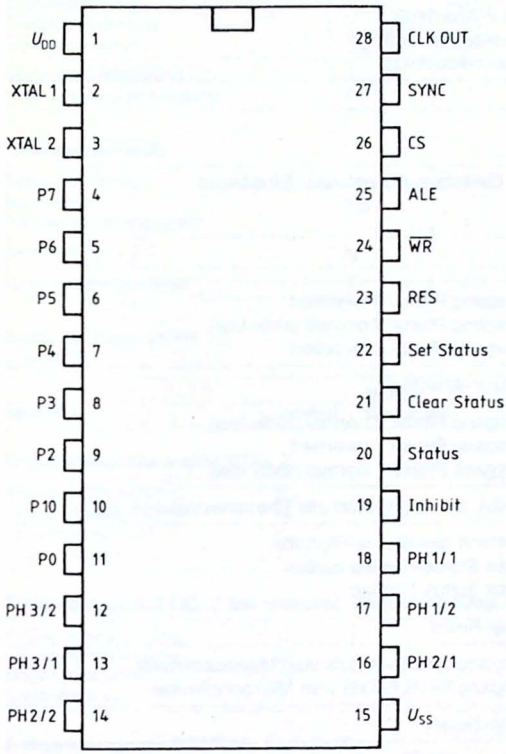
Eine weitere Möglichkeit zum Sperren der Ausgänge (Haltefunktion) besteht durch Anlegen eines High-Impulses an dem Setz-Eingang (Anschluß 22) des Status-Flipflops. Dieser Sperrzustand wird durch den Ausgang „Status" (Anschluß 20) gemeldet und kann zur Anzeige oder zur Rückmeldung an den Prozessor verwendet werden (Aktiv High; Anwendung z. B. bei Power-fail, Kurzschluß, Übertemperatur o. ä.).

Gelöscht wird das Status-Flipflop über einen High-Impuls am Eingang „Clear Status" (Anschluß 21).

Wesentliche Merkmale:

- Erzeugung von drei pulsweitenmodulierten Rechtecksignalpaaren (Phasenverschiebung der Modulation von einer Phase zur nächsten, z. B. 120°C) zur Ansteuerung der sechs Einzeltransistoren eines Umrichterleistungsteils.
- Programmierbare Totzeit für die sichere Ansteuerung beider Leistungsschalter einer Halbbrücke von 0 bis 15 $\cdot \frac{6}{f_{Quarz}}$ oder 15 $\cdot \frac{4}{f_{Quarz}}$ in 15 Schritten. Es wird jeweils die negative Flanke verzögert, weil das Ausgangssignal aktiv Low ist.
- Programmierbarer Teiler im Pulsweitenmodulator zur Realisierung niedriger Schaltfrequenzen (Thyristor-, GTO-, bipolare Transistorenendstufen) bei gleichzeitig hoher Verarbeitungsgeschwindigkeit im Mikrocontroller.
- Direkte Ansteuerung eines Optokoppler-Interfaces zur galvanischen Trennung von Steuer- und Lastkreis (I_{sink} = 20 mA max).
- Dynamisch durch Inhibitsignal (Inhibit) oder statisch durch ein R-S-Flipflop (SET STATUS) können beim SLE 4520 alle sechs Ausgänge auf High gesetzt werden. Damit ist die Möglichkeit zum Sperren aller sechs Einzeltransistoren des Leistungsteils gegeben.
- Gleichstrombremsung möglich durch Wahl verschiedener fester Tastverhältnisse an den drei Ausgangspaaren.
- Drehrichtungsumkehr per Software durch Vertauschen von zwei Phasen.
- Realisierbarer Sinus-Frequenzbereich etwa 0 bis > 2600 Hz.
- Realisierbarer Schaltfrequenzbereich < 1 bis > 20 kHz.
- Auflösung der gewünschten Sinusfunktion 8 Bit bei einer Schaltfrequenz von $\frac{f_{Quarz}}{6 \cdot 2^8}$ oder 7 Bit bei einer Schaltfrequenz von $\frac{f_{Quarz}}{6 \cdot 2^7}$ (f_{Quarz} = 12 MHz und Auflösung = 7 Bit ergibt 15,6-kHz-Schaltfrequenz).
- Die kleinste Änderung der Impulsbreite beträgt 333 ns bei f_{Quarz} = 12 MHz und Teilerfaktor 1 : 4.
- Durch Verändern der Schaltfrequenzperiodendauer in 1-µs-Schritten kann der Übergang von einer Sinusfrequenzstufe zur nächsten quasi kontinuierlich gemacht werden (analoger Eindruck).
- Durch Auswertung des Bitmusters an einem Port des Mikrocontrollers können sehr viele (256) verschiedene Drehzahlprogramme ausgewählt werden.
- Geringe Stromaufnahme des Pulsweitenmodulators durch ACMOS-Technologie.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{DD}	+5 V-Anschluß
2	XTAL1	Quarz-Anschluß
3	XTAL2	Quarz-Anschluß
4	P7	Datenbus-Anschlüsse (Eingänge)
5	P6	
6	P5	
7	P4	
8	P3	
9	P2	
10	P1	
11	P0	
12	PH3/2	Ausgang Phase 3 invertiert
13	PH3/1	Ausgang Phase 3 normal (aktiv low)
14	PH2/2	Ausgang Phase 2 invertiert
15	U_{SS}	Masse-Anschluß
16	PH2/1	Ausgang Phase 2 normal (aktiv low)
17	PH1/2	Ausgang Phase 1 invertiert
18	PH1/1	Ausgang Phase 1 normal (aktiv low)
19	INHIBIT	Inhibit (akt. High) setzt alle Phasenausgänge auf H
20	STATUS	Zustand des Status-Flipflops
21	CLEAR STATUS	Setzt Status-Flipflop zurück
22	SET STATUS	Setzt Status-Flipflop
23	RES	Chip-Reset
24	$\overline{WR}$	Eingang für $\overline{WR}$-Impuls vom Mikrocontroller
25	ALE	Eingang für ALE-Takt vom Mikrocontroller
26	CS	Chip-Select
27	SYNC	Eingang für Übernahmeimpuls vom MC
28	CLK OUT	AUSGANG Quarzfrequenz für MC

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{DD}	−0,3		6	V
Eingangsspannung	U_I	−0,3		U_{DD}+0,3	V
Lagertemperatur	T_{stg}	−50		125	°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}			500	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_Q			50	mW

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,5	5	5,5	V
Speisestrom (mit offenen Ausgängen)	I_{DD}			15	mA
Betriebsfrequenz	f_S			12	MHz
Umgebungstemperatur	T_U	−40		85	°C

Statische Kenndaten

$T_U = 25\,°C$

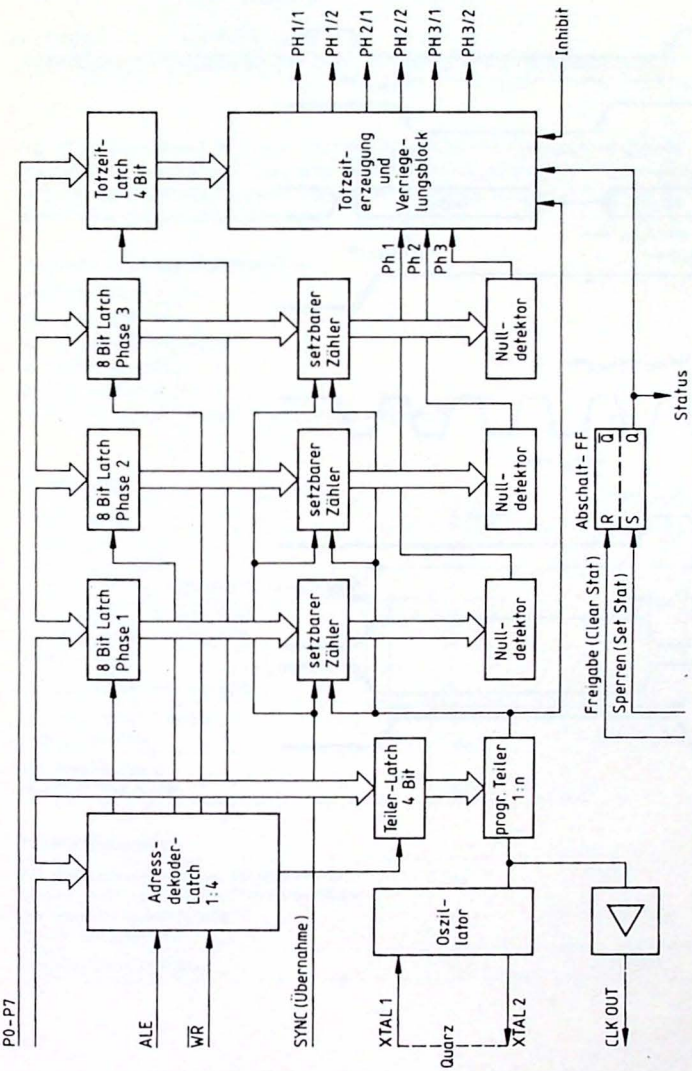
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Eingangssignale außer XTAL 2						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2,2		U_{DD}	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		0		0,8	V
Eingangskapazität	C_I				10	pF
Eingangsstrom	I_I				1	µA
Eingangssignal XTAL 2 bei externer Takteinspeisung						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		4,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		0		0,3	V
Eingangskapazität	C_I				10	pF
Eingangsstrom	I_I				1	µA
Ausgangssignale STATUS, CLK OUT						
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_Q = 0{,}5$ mA	$U_{DD}-0{,}8$			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_Q = 1{,}6$ mA			0,4	V
Ausgangssignale PH1/1, PH1/2, PH2/1, PH2/2, PH3/1, PH3/2						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_Q = 20$ mA			1	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_Q = 1$ mA	$U_{DD}-0{,}8$			V

Dynamische Kenndaten

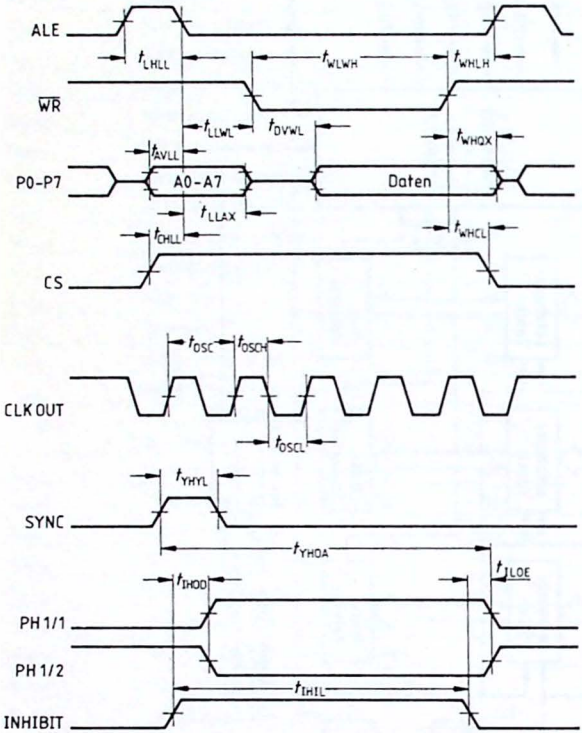
Symbol	Parameter	min.	max.	Einheit
t_{LHLL}	ALE pulse width	100		ns
t_{AVLL}	Address setup to ALE	30		ns
t_{LLAX}	Address hold after ALE	30		ns
t_{WLWH}	WRN pulse width	200		ns
t_{WHLH}	WRN high to ALE high	50		ns
t_{DVWL}	Data setup after WRN low	20		ns
t_{LLWL}	ALE low to WRN low	100		ns
t_{WHQX}	Data hold after WRN*)	30		ns
t_{OSC}	Oscillator period	83		ns
t_{OSCH}	High time	35		ns
t_{OSCL}	Low time	35		ns
t_{YHYL}	SYNC pulse width	200		ns
t_{ILOE}	INHIBIT low to output enable		100	ns
t_{YHOA}	Delay between SYNC high to output active	4 t_{OSC}	97 t_{OSC} +20	ns
t_{CHLL}	Chip select setup to ALE low	20		ns
t_{WHCL}	Chip select hold after WRN high	30		ns
t_{RHRL}	Reset pulse width	12 t_{OSC}		ns
t_{SHSL}	Set Status pulse width	200		ns
t_{CHCL}	Clear Status pulse width	200		ns
t_{IHOD}	INHIBIT high to output disable		100	ns
t_{SHOD}	Set Status high to output disable		100	ns
t_{CHOD}	Clear Status high to output enable		100	ns
t_{SHTH}	Set Status pulse length	100		ns
t_{CHTL}	Clear Status pulse length	100		ns
t_{IHIL}	Inhibit pulse length	100		ns

*) Falls t_{WLWH} kleiner als 2 t_{OSC} +20 ns, ist t_{WHQX} mit 50 ns anzusetzen

Blockschaltbild



Impulsdiagramme



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 955	Q67000-A983	P-DIP-16
TCA 955 K	Q67000-A983-K	MIKROPACK 16 Anschl. (SMD)

Der TCA 955 eignet sich zur Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren. Das Prinzip entspricht einer getakteten Regelung. Besonders hervorzuheben sind die hohe Regelgenauigkeit, der große Betriebsspannungsbereich und die mögliche Stromersparnis. Ferner besitzt der IC eine Batteriestandanzeige.

Typische Einsatzmöglichkeiten

Drehzahlregelung in

- Tonbandgeräten
- Kassettenrecordern
- Plattenspielern
- Filmkameras
- Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Betriebsspannung Betriebsspannung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	U_S U_S	16 6	V V
Ausgangsstrom Anschluß 16 Ausgangsstrom Anschluß 12 (LED-Anzeige)	I_Q $I_{Q\,LED}$	200 15	mA mA
Verlustleistung LED-Ausgang	$P_{Q\,LED}$	150	mW
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	125 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

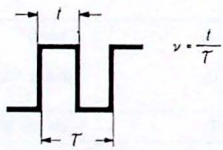
Bei überbrückter interner Stabilisierung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	U_S	2 bis 6	V
Bei interner Stabilisierung (U_S an Anschluß 15)	U_S	4,8 bis 16,0	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 2{,}2$ V bis 16,0 V; $T_U = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Regelfall					
Stromaufnahme $U_S = 4{,}8$ V $U_S = 16$ V	I_S I_S		8,3 15,5	12,0 24,0	mA mA
Stabilisierte Spannung $U_S = 4{,}8$ bis 16 V	U_{Stab}	2,75	3,00	3,30	V
Eingangsschwelle (Anschluß 3) gegen Masse Hysterese der Eingangsschwelle Offsetspannung (Anschluß 3-2)	 U_I ΔU_I U_{Offset}	 0,46 x U_{11}	 0,485 x U_{11} 0,015 x U_{11} 11	 0,51 x U_{11} 0,03 x U_{11} 20	 V V mV
Eingangsstrom (Anschluß 3)	I_I			1	µA
Restspannung Ausgangstransistor $I_Q = 50$ mA $I_Q = 100$ mA	 U_{QL} U_{QL}		 0,84 0,92	 1,00 1,25	 V V
Reststrom Ausgangstransistor	I_{QH}			30	µA
Tastverhältnis – Regelbereich[1])	ν	0		1	
Nenndrehzahl[2])	n	$\frac{12{,}55}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{14{,}85}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{17{,}64}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	U/min
Drehzahlfehler bei Tastverhältnis-regelung[3]) von 0 bis 1				$\frac{0{,}224}{N \cdot p \cdot C_3}$	%
Schaltfrequenzoszillator					
Frequenz	f		$\frac{1}{0{,}4 \cdot R_2 \cdot C_4}$		Hz
Mittlere Spannung Anschluß 10 Spannung Anschluß 11 Spitze-Spitze $U_{Q\,OSZ}$	$U_{Q\,OSZ}$		0,48 x U_{11} 0,18 x U_{11}		V V

[1]) Tastverhältnis



[2]) p = Polpaarzahl des Tachogenerators
[3]) im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Batteriestandsanzeige					
Schaltschwelle	$U_{l\,ein}$ $U_{l\,aus}$	1,0		1,5	V V
Hysterese	H_y		220		mV
Eingangsschaltstrom	I_{ein}			0,2	µA
Restspannung LED Ausgang[1])	$U_{Q\,LED}$			0,5 + 500 x I_{LED}	V

Formeln:

Nenndrehzahl $n = \dfrac{14{,}85}{p \cdot R_1 \cdot C_2} \left[\dfrac{U}{min}\right]$

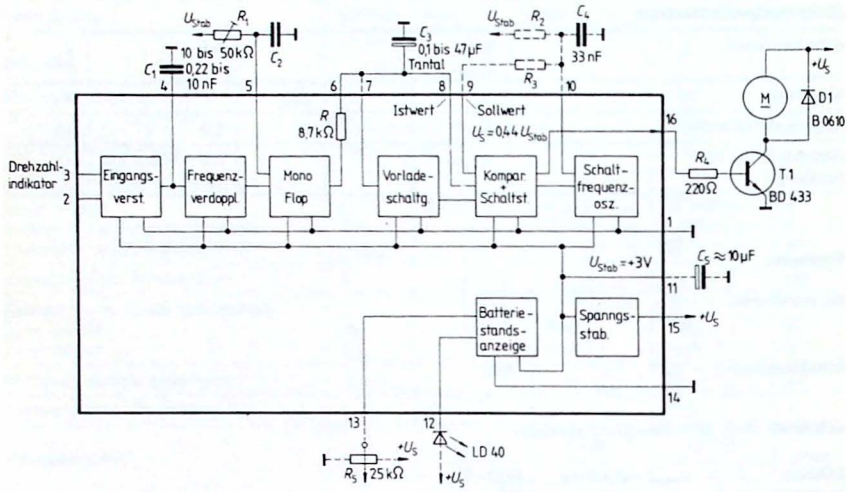
Schaltfrequenz $f = \dfrac{n \cdot p}{30}$ [Hz]

im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator.

Sollwert $U_{soll} = 0{,}44\ U_{11}$ [V]
Vorladespannung $U_F = 0{,}87 \cdot U_{soll}$ [V]
von C_3 (Anschluß 6 + 7 verbunden)

[1]) In dem IC ist ein Schutzwiderstand von 500 Ω ± 20% vorhanden.

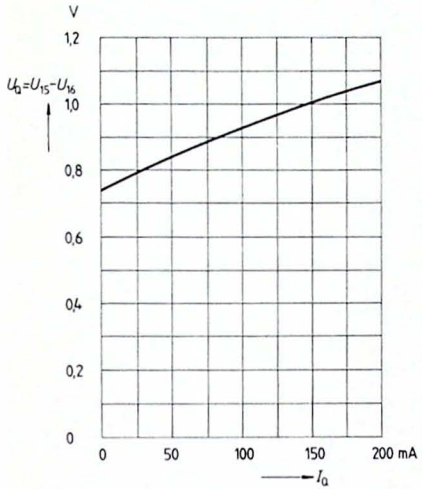
Blockschaltbild der Drehzahlregelung im TCA 955



Dimensionierungshinweise

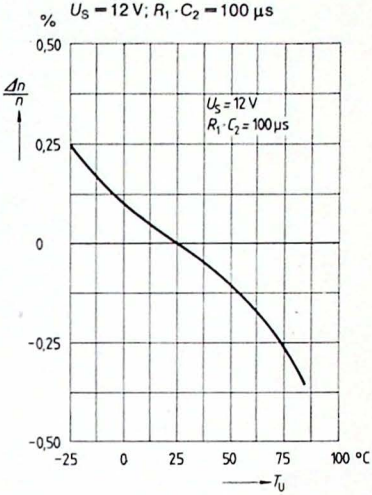
1. Die interne Spannungsstabilisierung bietet folgende Vorteile:
   - Betrieb bei stark schwankender Versorgungsspannung,
   - großer Versorgungsspannungsbereich
2. Um am Ausgang Impulse mit konstantem Tastverhältnis zu erhalten, sind am Eingang möglichst symmetrische Impulse anzulegen.
3. Es empfiehlt sich, Tachogeneratoren mit hoher Polpaarzahl zu verwenden, da hiermit die Regelgenauigkeit und eventuell die Leistungsaufnahme verbessert werden können.
4. Bei kleinen Motorzeitkonstanten kann mit dem Schaltfrequenzoszillator die Leistungsaufnahme gesenkt werden.
5. Eine höhere Genauigkeit wird erreicht, wenn anstelle C_3 ein Siebglied zweiter Ordnung eingesetzt wird.
6. Bei Verwendung von schnell anlaufenden Motoren ist mittels der Vorladeschaltung ein Überschwingen vermeidbar.

Restspannung am Ausgangstransistor $U_Q = f(I_Q)$



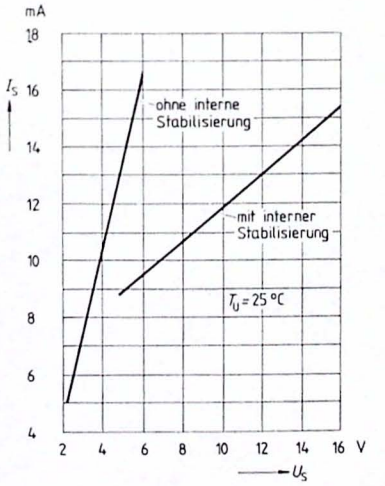
Temperaturabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(T_U)$

$U_S = 12\,V$; $R_1 \cdot C_2 = 100\,\mu s$



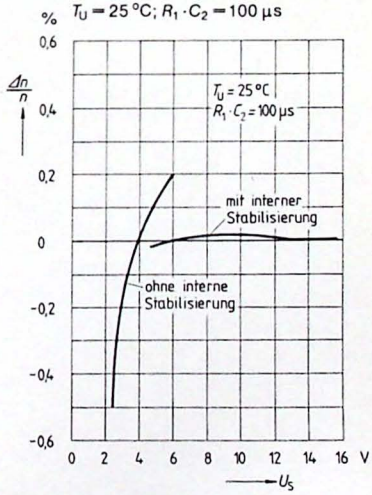
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$

$T_U = 25\,°C$; $I_Q = 0\,mA$



Spannungsabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(U_S)$

$T_U = 25\,°C$; $R_1 \cdot C_2 = 100\,\mu s$



Intelligente Leistungsschalter

Produktübersicht

	Doppel-N-Schalter	
Eigenschaften	**TLE 4211**	**TLE 4214**
Max. Strom	2 x 2 A	2 x 0,5 A
Funktionsbereich U_S	5 V bis 32 V	6 V bis 25 V
Max. Spannung U_S	70 V	70 V
Verpolschutz	± 45 V	
Fehlermeldung	Überlast Drahtbruch Masseschluß Überspannung	Überlast Drahtbruch Masseschluß Überspannung Übertemperatur
typ. Sättigungsspannung bei I_{max}	0,6 V	0,6 V
Temperaturbereich	−40 bis +125 °C	−40 bis +100 °C
Gehäuse	P-T66-7-H	P-DIP-8

Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4211	Q67000-A8118	P-T66-7-H

Eigenschaften

- Leistungs-N-Schalter (low side driver doppelt, 2 x 2 A)
- Verpolschutz
- Leistungsbegrenzung
- Temperaturüberwachung
- Spannungsfest bis 70 V
- Integrierte Leistungs-Z-Dioden
- Fehlermeldung
- Kurzschlußfest
- Temperaturbereich −40 ° bis +125 °C
- Kfz-tauglich

Anwendungsbeschreibung

Die Industrieelektronik fordert intelligente Leistungsschalter, die durch Logiksignale betätigt werden können, kurzschlußfest sein müssen und über eine Fehlerrückmeldung verfügen.

Dieser IC beinhaltet zwei solcher Leistungsschalter gegen Masse (low-side driver). Bei induktiven Lasten klemmen die integrierten Leistungs-Z-Dioden die Selbstinduktionsspannung.

Durch TTL-Signale an den Steuereingängen (aktiv low) können beide Schalter unabhängig voneinander aktiviert werden. Wird ein Eingang nicht benötigt, so ist er an high-Potential zu legen.

Der Statusausgang (offener Kollektor) signalisiert durch low-Potential folgende Störfälle:

- Überlast
- Unterlast (Drahtbruch)
- Masseschluß
- Überspannung

Schaltungsbeschreibung

Eingangsschaltungen

Die Steuereingänge bestehen aus TTL-kompatiblen Schmitt-Triggern mit Hysterese. Von diesen Stufen angesteuert wandeln die invertierenden Bufferverstärker das Logiksignal in die zur Ansteuerung der Leistungs-NPN-Transistoren notwendige Form.

Schaltstufen

Die Endstufen bestehen aus NPN-Leistungstransistoren mit offenen Kollektoren. Mit Hilfe der jeder Stufe eigenen Schutzschaltung zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im gesamten Funktionsbereich kurzschlußfest gegen die Versorgungsspannung. Positive Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, begrenzen integrierte Leistungs-Z-Dioden.

Überwachungs- und Schutzfunktionen

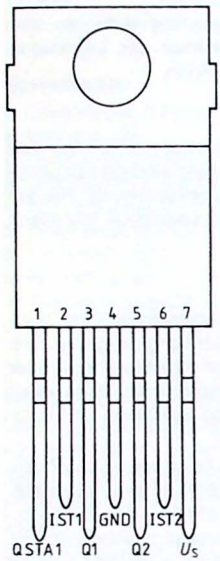
Jeder Ausgang wird auf Unterlast (z. B. Drahtbruch), Überlast und Masseschluß hin überwacht (s. Tabelle). Außerdem werden bei zu hoher Versorgungsspannung U_S große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Die Informationen über diese einzelnen Störfälle wirken, über Oder-Gatter verknüpft, auf den Status-Ausgang (open collector, normally high). Eine intern festgelegte Totzeit für alle Störfälle mit Ausnahme der Überspannung verhindert, daß kurzzeitige Störungen gemeldet werden.

Zudem wird der IC durch eine Temperatursicherung vor thermischer Überlastung geschützt. Gegen ein Verpolen der Betriebsspannung U_S schützt eine integrierte Verpolschutzdiode. Auch der Lastkreis ist im Rahmen der Grenzdaten verpolfest (gleichzeitig kein Lastkurzschluß zulässig!). Ein Unterspannungsdetektor verhindert, daß bei Versorgungsspannungen, die unterhalb des Funktionsbereiches liegen, weder der Status noch die Ausgänge aktiviert werden.

STATUSAUSGANG (L = FEHLER)

	Unterspannung	Funktionsbereich		Überspannung
		L (aktiv)	H (passiv)	
Normalbetrieb	H	H	H	L
Überlast	H	L	H	L
Unterlast	H	L	H	L
Masseschluß	H	L	L	L

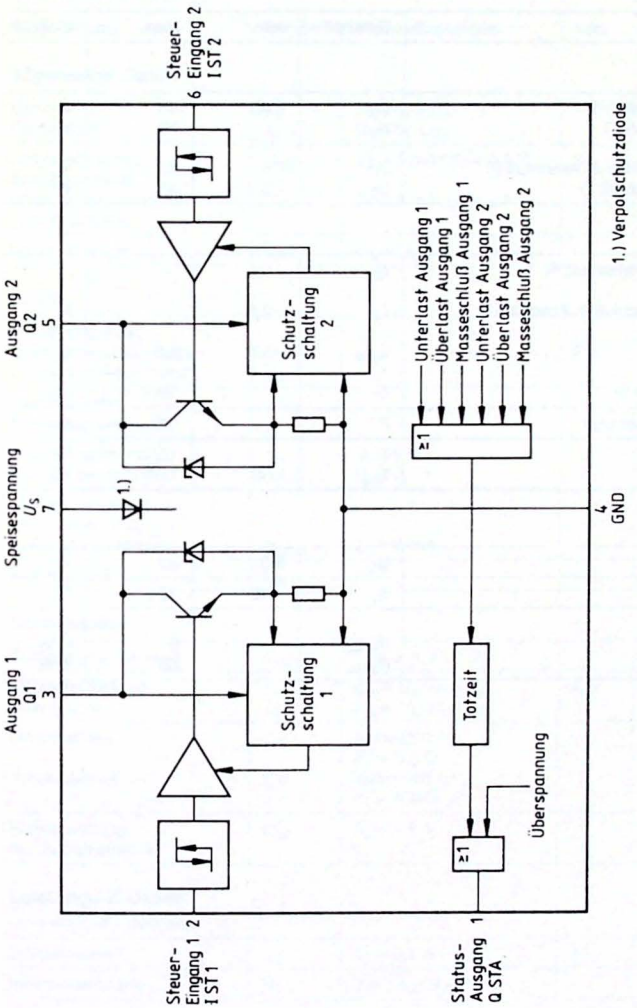
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q STA1	**Statusausgang (offener Kollektor)** für beide Ausgänge; meldet Überlast, Unterlast und Masseanschluß im Lastkreis sowie Überspannungen an Anschluß 7. Wird im Störungsfall nach einer definierten Totzeit (Ausnahme: Überspannung) auf low geschaltet.
2	I ST1	**Steuereingang 1 (TTL – kompatibel)** aktiviert den Ausgangstransistor 1 bei low-Potential
3	Q 1	**Ausgang 1** Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang mit 36 V Leistungs-Z-Diode gegen Masse
4	GND	**Masse** Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 2,8 A)
5	Q 2	**Ausgang 2** Kurzschlußfester, offener Kollektorausgang mit 36 V Leistungs-Z-Diode gegen Masse.
6	I ST2	**Steuereingang 2 (TTL kompatibel)** aktiviert den Ausgangstransistor 2 bei low-Potential
7	U_S	**Speisespannung** Bei Übernahme an diesem Anschluß werden große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Der Statusausgang meldet dieses Störungsfall ohne Totzeit.

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_G = -40\,°C$ bis $+125\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Spannungen				
Speisespannung (Anschluß 7)[1])	U_S	−45	45	V
Speisespannung (Anschluß 7) $t \leq 500$ ms	U_S		70	V
Eingangsspannung (Anschluß 2; Anschluß 6)	U_I	−5	45	V
Ausgangsspannung (Anschluß 1)	U_Q	−0,3	45	V
Ströme				
Schaltstrom (Anschluß 3; Anschluß 5) intern begrenzt	I_Q			
Strom bei Verpolung (Anschluß 3; Anschluß 5) $T_G \leq 85\,°C$	I_Q	−2,8		A
Massestrom (Anschluß 4) $T_G \leq 85\,°C$	I_{GND}	−5,6	5,6	A
Ausgangsstrom (Anschluß 1)	I_O		10	mA
Schaltenergie bei induktiver Last	E		50	mJ
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	150	°C
Funktionsbereich				
Speisespannung[2])	U_S	5,0	32	V
Gehäusetemperatur	T_G	−40	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Gehäuse	$R_{th\,SG}$		5	K/W
System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		65	K/W

[1]) siehe Anmerkung: Überwachungs- und Schutzfunktion
[2]) Untere Grenze = 4,2 V, wenn U_S vorher ≥ 5 V war (Einschalthysterese)

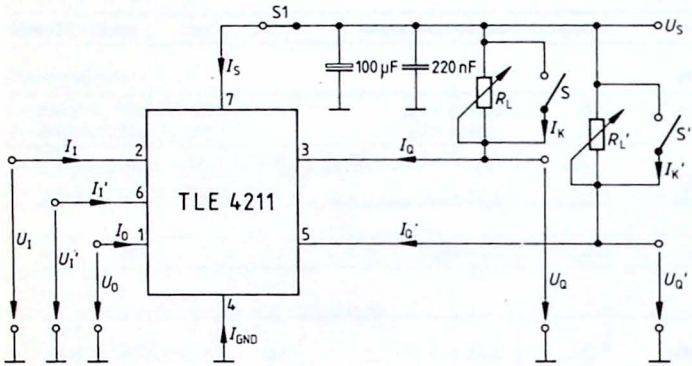
Kenndaten

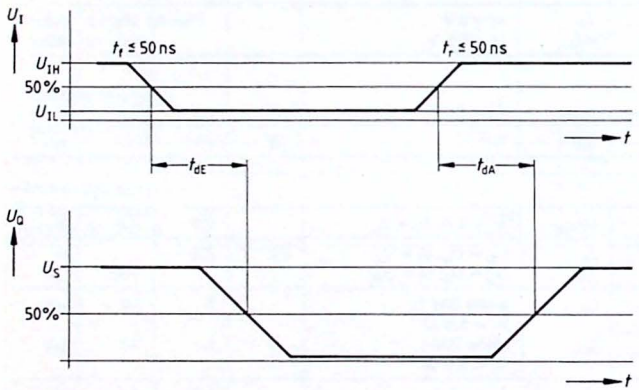
$U_S = 12$ V; $T_G = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Allgemeine Daten						
Ruhestrom	I_S	$U_I = U_{I'} > U_{IH}$		2	4	mA
Ruhestrom	I_S	$U_I = U_{I'} < U_{IL}$		80	120	mA
Überspannungs-schaltschwelle	$U_{SÜ}$	$I_Q = 5$ mA; $U_Q < 0{,}4$ V	34	36	40	V
Unterlastspannungs-schaltschwelle	U_{QU}	$I_Q = 5$ mA; $U_Q < 0{,}4$ V		20		mV
Unterlaststrom	I_{QU}	$U_Q = U_{QU}$			50	mA
Logik						
Steuereingänge						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				1,0	V
Hysterese der Eingangsspannung	ΔU_I			0,7		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_I = 5$ V			10	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_I = 0{,}5$ V			10	µA
Statusausgang (open collector) L-Sättigungsspannung	U_{QSat}	$I_Q = 5$ mA			0,4	V
Statustotzeit	t_{dS}	[1]	12	20	30	µs
Schaltstufen						
Sättigungsspannung	U_{QSat}	$I_Q = 2$ A; $U_I = U_{IL}$		0,6	0,8	V
Kurzschlußstrom	I_K	$U_Q = U_S$; $U_I = U_{IL}$	2,2	2,5		A
Sperrstrom	I_Q	$U_Q = U_S$; $U_I = U_{IH}$			300	µA
Einschaltzeit	t_{dE}	siehe Bild 1; $R_L = 5{,}6\ \Omega$		5	10	µs
Ausschaltzeit	t_{dA}	siehe Bild 1; $R_L = 5{,}6\ \Omega$		5	10	µs
Flußspannung der Substratdiode	U_{QF}	$I_Q = -2$ A		1,2	1,5	V
Leistungs-Z-Diode						
$U_S = 40$ V; S1 geöffnet						
Z-Spannung	U_Q	$I_Q = 0{,}1$ A	34	36	38	V
Innenwiderstand	R_Z	$0\ \text{A} < I_Q < 2\ \text{A}$		2		Ω

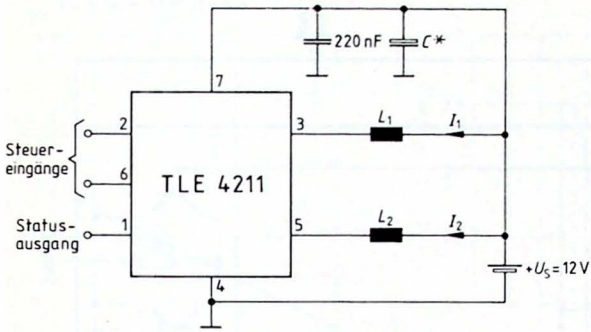
[1] Zeit von Beginn der Störung an einem Kanal (Ausnahme: Überspannung) bis zum 50%-Wert der Statusschaltflanke.

Meßschaltung



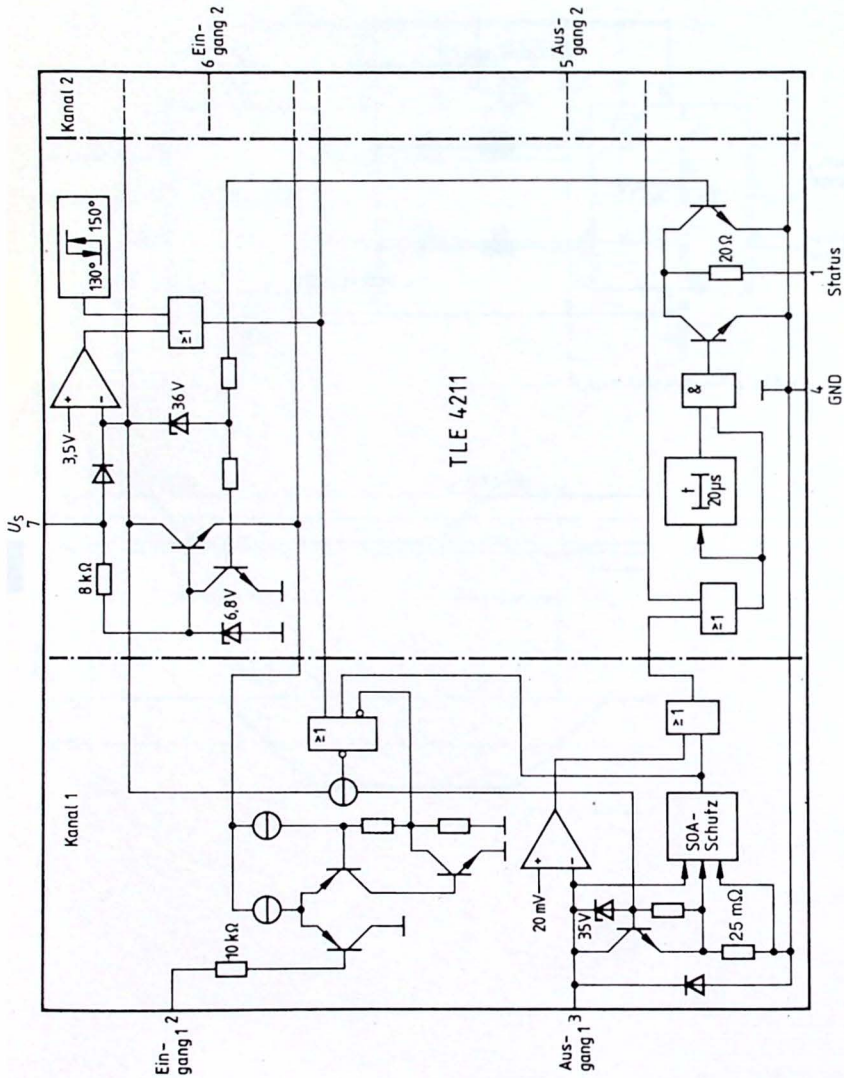


Anwendungsschaltung

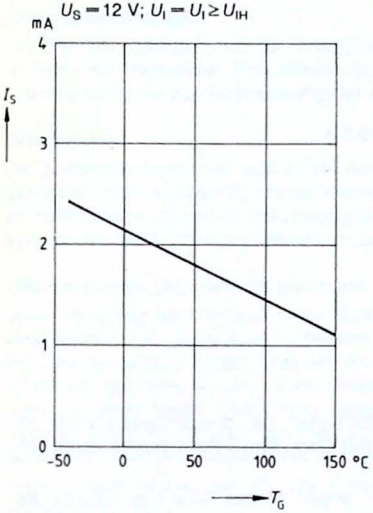


$C^* \geq (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2) / (45\,V - U_S)^2$

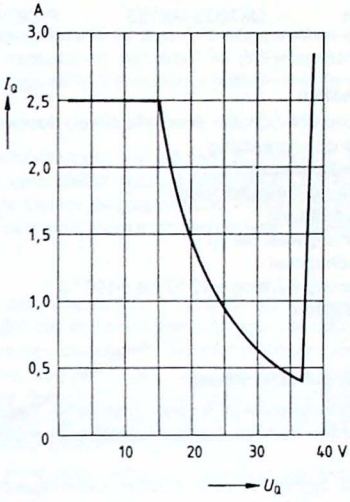
Prinzipschaltbild



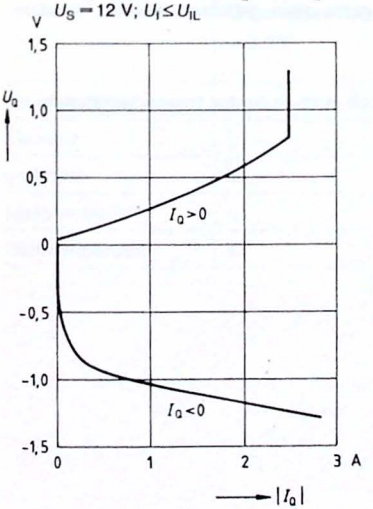
Ruhestrom $I_S = (f)\, T_G$
im AUS-Zustand
$U_S = 12$ V; $U_I = U_I \geq U_{IH}$



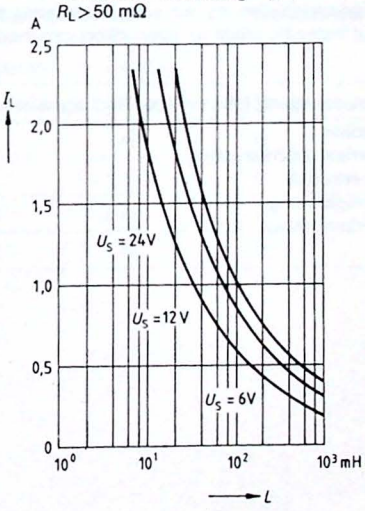
Kurzschlußstrom $I_Q = (f)\, U_Q$
$U_S = 12$ V; $U_I \leq U_{IL}$



Ausgangsspannung $U_Q = (f)\, |I_Q|$
$U_S = 12$ V; $U_I \leq U_{IL}$



Maximaler Laststrom $I_L = (f)\, L$
$R_L > 50$ mΩ



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4214	Q67000-A8183	P-DIP-8

Eigenschaften

- Leistungs-N-Schalter (low side driver) doppelt, 2 x 0,5 A
- Leistungsbegrenzung
- Übertemperaturschutz
- Integrierte Freilaufdioden
- Fehlermeldung
- Spannungsfest bis 70 V
- Kurzschlußfest
- Temperaturbereich −40 °C bis +100 °C
- Kfz-tauglich

Anwendungsbeschreibung

Die Industrieelektronik fordert intelligente Leistungsschalter, die durch Logiksignale betätigt werden können, kurzschlußfest sein müssen und über eine Fehlerrückmeldung verfügen.

Dieser IC beinhaltet zwei solcher Leistungsschalter gegen Masse (low-side-switch). Bei induktiven Lasten klemmen die integrierten Freilaufdioden die Selbstinduktionsspannung.

Durch TTL-Signale an den Steuereingängen (aktiv high) können beide Schalter unabhängig voneinander aktiviert werden, wenn am Freigabeeingang ein High-Pegel anliegt (größer 2,4 V). Die Eingänge dürfen, da sie sehr hochohmig sind, nicht offen gelassen werden, sondern sind auf festes Potential zu legen (Störsicherheit).

Der Statusausgang (offener Kollektor) signalisiert durch High-Potential folgende Störfälle:

- Überlast
- Unterlast (Drahtbruch)
- Masseschluß
- Überspannung
- Übertemperatur

Schaltungsbeschreibung

Eingangsschaltungen

Die Steuereingänge und der Freigabeeingang bestehen aus TTL-kompatiblen Schmitt-Triggern mit Hysterese. Von diesen Stufen angesteuert wandeln die Bufferverstärker das Logiksignal in die zur Ansteuerung der Leistungs-NPN-Transistoren notwendige Form.

Schaltstufen

Die Endstufen bestehen aus NPN-Leistungstransistoren mit offenen Kollektoren. Mit Hilfe der jeder Stufe eigenen Schutzschaltung zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im Funktionsbereich kurzschlußfest gegen die Versorgungsspannung. Positive Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, begrenzen integrierte Freilaufdioden.

Überwachungs- und Schutzfunktionen

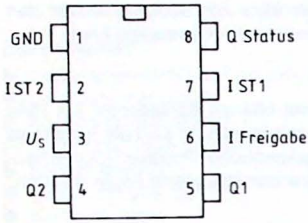
Jeder Ausgang wird im aktivierten Zustand auf Unterlast (z. B. Drahtbruch), Überlast und Masseschluß hin überwacht. Außerdem werden bei zu hoher Versorgungsspannung U_S und bei Übertemperatur große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Die Informationen über diese einzelnen Störfälle wirken, über Oder-Gatter verknüpft, auf den Status-Ausgang (open collector, aktiv high). Eine intern festgelegte Totzeit für alle Störfälle mit Ausnahme der Überspannung verhindert, daß kurzzeitige Störungen gemeldet werden. Zudem wird der IC durch eine Temperatursicherung vor thermischer Überlastung geschützt.

Beim Unterschreiten der für die Funktion minimalen Versorgungsspannung werden die Endstufen inaktiv.

STATUSAUSGANG (H= FEHLER)

	Unterspannung	**Funktionsbereich**		**Überspannung**
	$>3{,}5$ V	L (passiv)	H (aktiv)	
Normalbetrieb	L	L	L	H
Überlast	L	L	H	H
Unterlast	L	L	H	H
Masseschluß	L	H	H	H
Übertemperatur	L	H	H	H

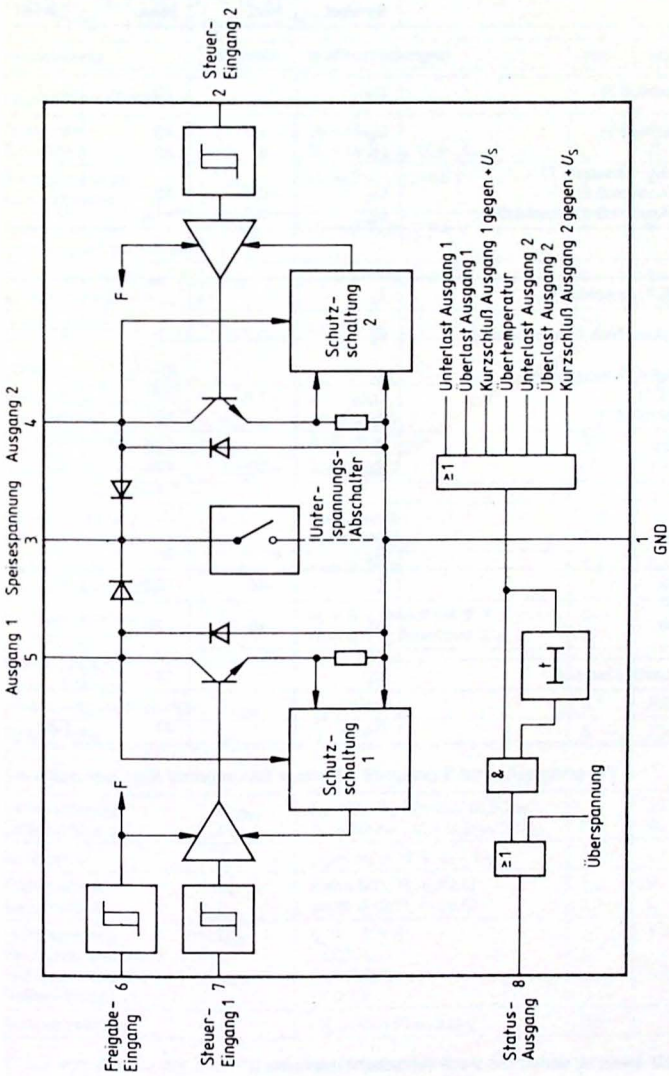
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	**Masse** Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 1 A)
2	I Steuer 2	**Steuereingang 2** (TTL kompatibel) aktiviert den Ausgangstransistor 2 bei high-Potential
3	U_S	**Speisespannung** Bei Überspannung an diesem Anschluß werden große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Der Statusausgang meldet diesen Störungsfall ohne Totzeit
4	Q2	**Ausgang 2** Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang für Ströme bis zu 0,5 A mit Freilaufdioden gegen der Versorgungsspannung
5	Q1	**Ausgang 1** Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang für Ströme bis zu 0,5 A mit Freilaufdioden gegen die Versorgungsspannung
6	I Freigabe	**Freigabeeingang,** aktiv high
7	I Steuer 1	**Steuereingang 1** (TTL-kompatibel) aktiviert den Ausgangstransistor 1 bei high-Potential
8	Q Status	**Statusausgang** (offener Kollektor) für beide Ausgänge; meldet Übertemperatur, Überlast, Unterlast und Masseschluß im Lastkreis sowie Überspannung an Anschluß 3. Wird im Störungsfall nach einer definierten Totzeit (Ausnahme: Überspannung) auf high geschaltet

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Spannungen				
Speisespannung (Anschluß 3) $t < 0{,}2$ s	U_S		70	V
Speisespannung (Anschluß 3)	U_S	−1,3	40	V
Eingangsspannung (Anschluß 2; Anschluß 6; Anschluß 7)	U_I	−5	40	V
Ausgangsspannung (Anschluß 8)	U_Q	−0,3	40	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4; Anschluß 5)	U_Q	−0,3	$+U_S$	V
Ströme				
Schaltstrom (Anschluß 4; Anschluß 5) intern begrenzt	I_Q			
Strom bei Verpolung (Anschluß 4; Anschluß 5) $t < 0{,}1$ s	I_Q	−0,7		A
Freilaufstrom (Anschluß 4; Anschluß 5)	I_Q		0,7	A
Massestrom (Anschluß 1)	I_{GND}	−1,4	2,0	A
Ausgangsstrom (Anschluß 8)	I_Q		10	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−50	125	°C
Funktionsbereich				
Speisespannung[1])	U_S	6	25	V
Umgebungstemperatur P-DIP-8[2])	T_U	−40	100	°C
Umgebungstemperatur Chipmontage[2])	T_U	−40	120	°C
Speisespannung für Lastkurzschluß	U_S		16	V
Wärmewiderstände System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		91	K/W

[1]) Untere Grenze = 5 V, wenn U_S vorher ≥ 6 V war (Einschalthysterese)
[2]) $T_j \leq 150$ °C

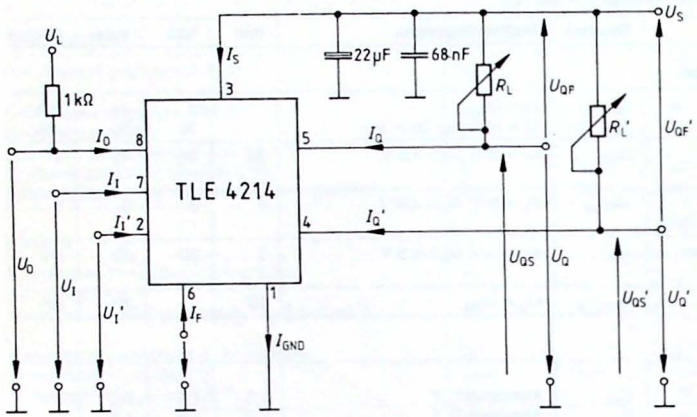
Kenndaten

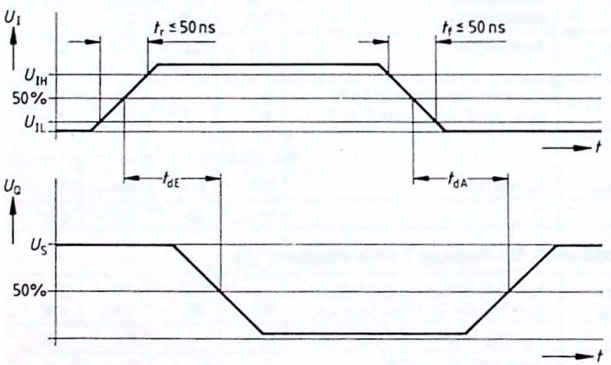
$U_S = 6\ V \ldots 16\ V$ (typ. $U_S = 12\ V$)
$T_j = -40\,°C \ldots +150\,°C$ (typ. $T_j = 25\,°C$)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Allgemeine Daten						
Ruhestrom	I_S	$U_F < U_{FL}$		2	4	mA
Ruhestrom	I_S	$U_I = U_I' > U_{IH}$; $U_F > U_{FH}$		35	50	mA
Überspannungs-schaltschwelle	$U_{SÜ}$	$U_L = 5\ V$; $U_Q > 4{,}5\ V$	30	36	40	V
Hysterese Über-spannungsabschaltung	$\Delta U_{SÜ}$	$U_L = 5\ V$; $U_Q > 4{,}5\ V$	4	6	9	V
Unterlastspannungs-schaltschwelle	U_{QU}	$U_L = 5\ V$; $U_Q > 4{,}5\ V$	5	20	50	mV
Unterlaststrom	I_{QU}	$U_Q = U_{QU}$	10		20	mA
Logik						
Steuereingänge						
Schaltschwelle H	U_{IH}	Anschluß 2, 7	1,3	1,8	2,1	V
Schaltschwelle L	U_{IL}	Anschluß 2, 7	0,9	1,2	1,5	V
Hysterese der Eingangsspannung	ΔU_I	Anschluß 2, 7	0,4	0,6	1,0	V
Schaltschwelle H	U_{FH}	Anschluß 6	1,6	2,1	2,6	V
Schaltschwelle L	U_{FL}	Anschluß 6	1,5	1,8	2,1	V
Hysterese der Eingangsspannung	ΔU_F	Anschluß 6	0,1	0,3	0,7	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_I = 5\ V$; Anschluß 2, 6, 7	0		10	µA
L-Eingangsstrom	$-I_L$	$U_I = 0{,}5\ V$; Anschluß 2, 6, 7	0		10	µA
Statusausgang (open collector) L-Sättigungsspannung	U_{QSat}	$I_Q = 5\ mA$	0,1	0,2	0,4	V
Statustotzeit	t_{dS}	[1]	8	20	32	µs
Schaltstufen (gilt sinngemäß auch für Eingang I' bzw. Ausgang Q')						
Sättigungsspg.	U_{QSat}	$I_Q = 0{,}5\ A$; $U_I > U_{IH}$; $U_F > U_{FH}$		0,6	0,8	V
Sättigungsspg.	U_{QSat}	$I_Q = 50\ mA$; $U_I > U_{IH}$; $U_F > U_{FH}$	30	45	100	mV
Sperrstrom	I_Q	$U_Q = U_S = 12\ V$; $U_I < U_{IL}$	0		75	µA
Einschaltzeit	t_{dE}	siehe Bild; $R_L = 22\ \Omega$	0,2	2	5	µs
Ausschaltzeit	t_{dA}	siehe Bild; $R_L = 22\ \Omega$	0,2	2	5	µs
Flußspannung der Substratdiode	U_{QF}	$I_Q = -0{,}5\ A$; $t < 0{,}1\ s$		1,3	1,7	V
Flußspannung der Freilaufdiode	U_{QS}	$I_Q = 0{,}5\ A$; $t < 0{,}1\ s$		1,3	1,7	V
Ausgangsstrom	I_q	$U_{Qsat} \leq 0{,}8\ V$; $U_I > U_{IH}$	0,5			A

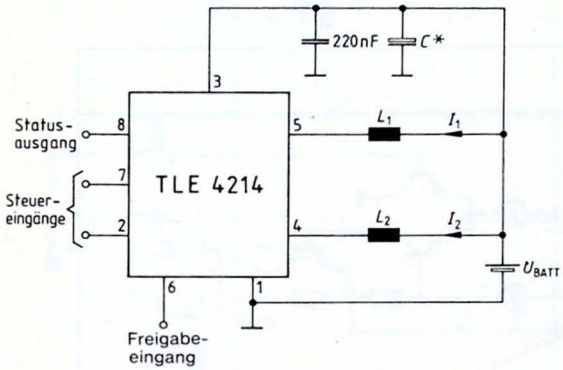
[1]) Zeit vom Beginn der Störung an einen Kanal (Ausnahme: Überspannung) bis zum 50%-Wert der Statusschaltflanke.

Meßschaltung



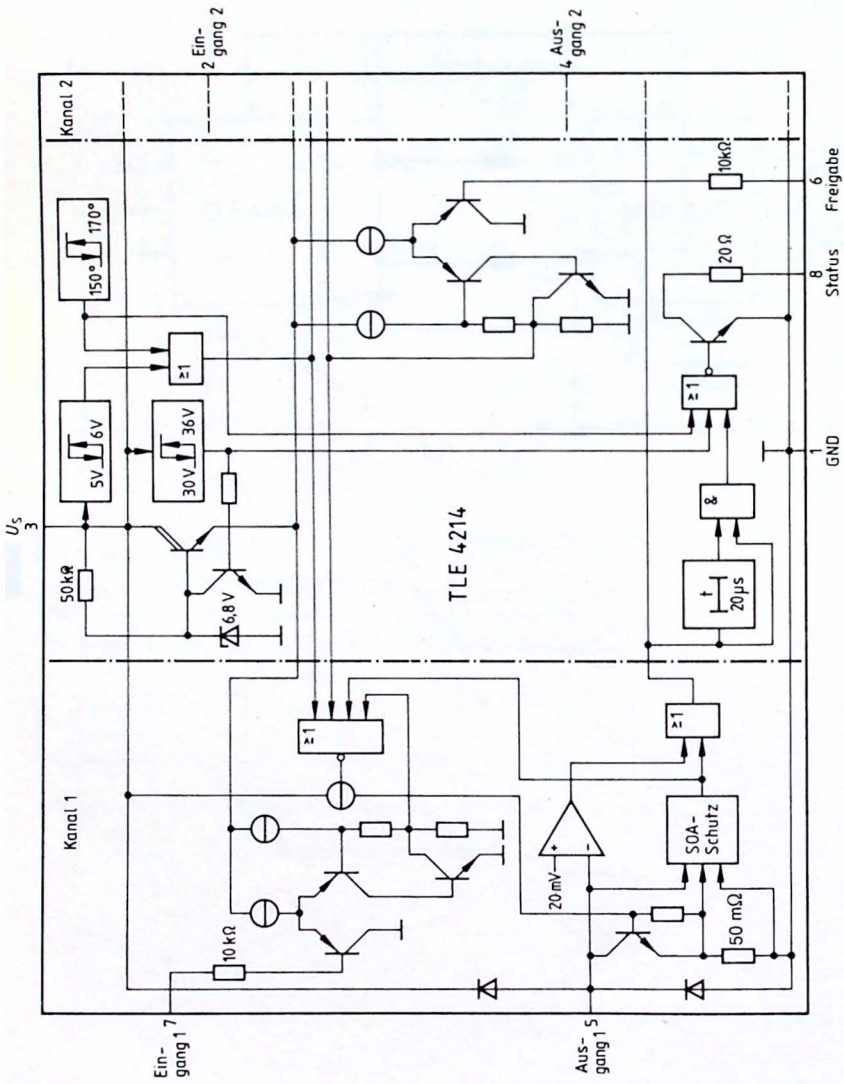


Anwendungsschaltung

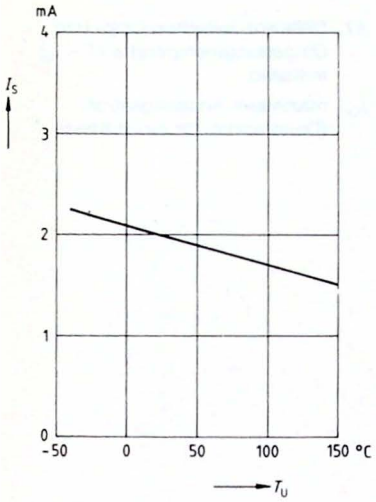


$C^* \geq (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2)/(40\,V - U_{BATT})^2$

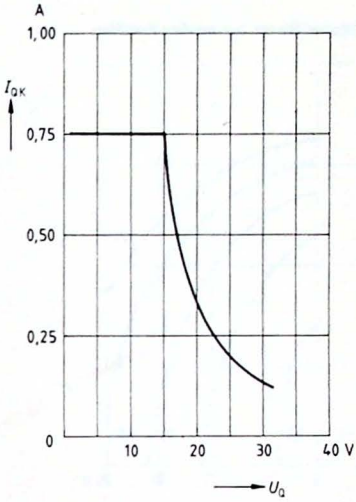
Prinzipschaltbild



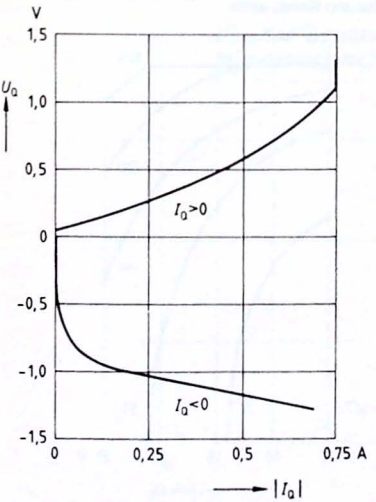
Ruhestrom $I_S = (f)\ T_U$
im AUS-Zustand
$U_S = 12$ V; $U_F < U_{FL}$



Kurzschlußstrom $I_{QK} = (f)\ U_Q$

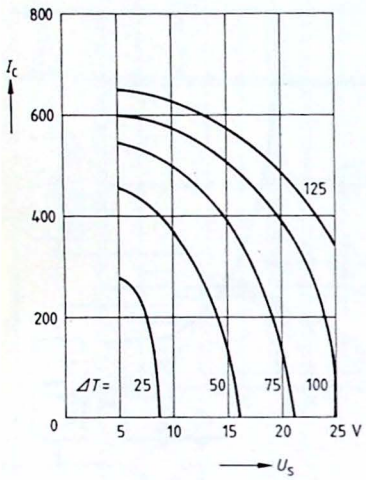


Ausgangsspannung $U_Q = (f)\,|\,I_Q\,|$
$U_S = 12$ V; $U_I > U_{IH}$



Maximal zulässige Ausgangsströme, die sich im Gehäuse P-DIP-8 aufgrund der typischen thermischen Verlustleistung ergeben, für drei Betriebsarten:

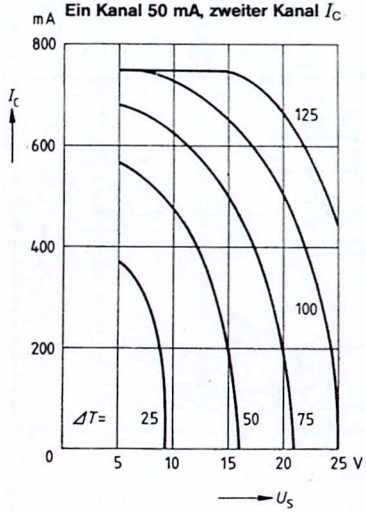
Gleicher Strom bei beiden Kanälen



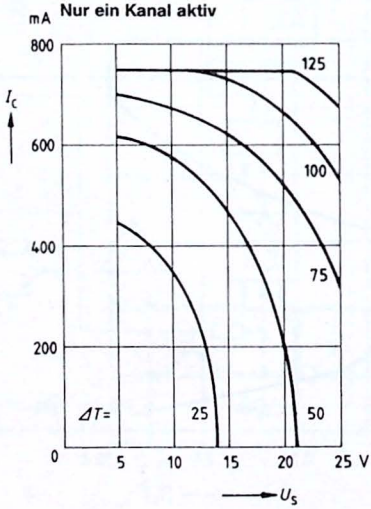
ΔT: Differenz zwischen Chip- und Umgebungstemperatur ($T_j - T_U$) in Kelvin.

I_C: maximaler Ausgangsstrom (Dauerstrom) für einen Kanal.

Ein Kanal 50 mA, zweiter Kanal I_C



Nur ein Kanal aktiv



ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs, Näherungsschalter, Lichtsensoren

Produktübersicht

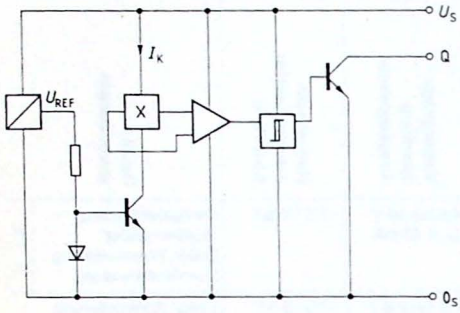
Typ	Gehäuse	Temperatur-bereich °C	Versorgungs-spannung Ausgangsstrom	Magnetische Schaltschwellen 0 bis 70 °C	Haupt-anwendungen	
TLE 4901 F[1])	Kunststoff-Flachgehäuse	−40 bis +135	4,5 bis 30 V I_Q = 40 mA	−12/12 mT	Drehzahlmessung, Positionsgeber Elektr. Kommutierung Durchflußmessung	K F Z
TLE 4901 K[1])	MIKROPACK (SMD)					
TLE 4902 F[1])	Kunststoff-Flachgehäuse	−40 bis +125	4,5 bis 6,8 V I_Q = 20 mA	−15/15 mT	Elektr. Kommutierung Drehzahlmessung	
TLE 4903 F[2])	Kunststoff-Flachgehäuse	−40 bis +130	4,3 bis 24 V I_Q = 40 mA	18/13 mT	Kontaktlose Zündung Endschalter	K F Z
TLE 4910 K[3])	MIKROPACK (SMD)	−40 bis +135	4,75 bis 18 V I_Q = 10 mA	$-\infty < B < +\infty$	Wegmessung (z. B. Lautsprecher) Elektr. Manometer Strommessung (potentialfrei)	

[1]) wechselndes Magnetfeld
[2]) unipolares Magnetfeld
[3]) Ausgangsspannung prop. zum Magnetfeld

SMD = Surface Mounted Device

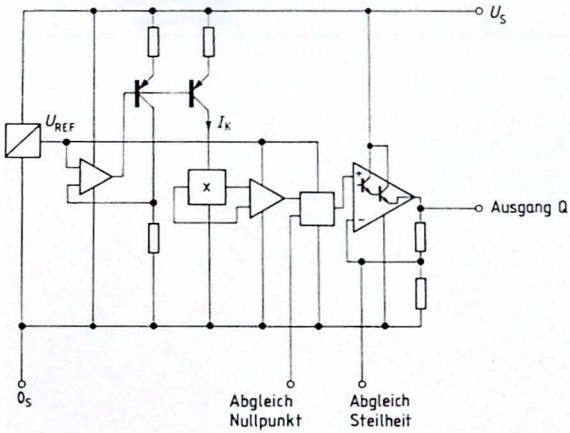
Prinzipschaltungen

Digitale Hall-IC



Die kontaktlosen magnetisch gesteuerten Schalter enthalten auf einem Halbleiterkristall einen Spannungskonstantregler, eine geregelte Stromquelle für den Hallgenerator, einen Differenzverstärker, einen Schmitt-Trigger, zwei Treiberstufen und Endtransistor mit offenem Kollektor. Der Einsatz ist dann von Vorteil, wenn hohe Zuverlässigkeit, Prellfreiheit, Unempfindlichkeit gegen Verschmutzung und Korrosion und sehr lange Lebensdauer verlangt sind.

Lineare Hall-IC



Der Hallgenerator wird aus einer Konstantstromquelle gespeist, die eine geregelte Spannung als Referenz benutzt. Dem Hallgenerator folgt ein Differenzverstärker. In der nächsten Stufe wird das Differenzsignal in ein massebezogenes Signal umgeformt.

An dieser Stelle kann durch Subtraktion oder Addition eines Stromes die Null-Komponente (Offset) auf einfache und wenig störanfällige Weise verändert werden.

Der invertierende Verstärkereingang ist herausgeführt, so daß durch externe Beschaltung die Steilheit der Ausgangskennlinie (Verstärkung) in weiten Grenzen variiert werden kann.

Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4901 F	Q67000-A2518	Kunststoff-Flachgehäuse
TLE 4901 K	Q67000-A2399	MIKROPACK (SMD)

Die integrierte Hall-Schaltung TLE 4901 ist ein statischer kontaktloser Schalter, der durch ein magnetisches Feld wechselnder Polarität betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes wird der Ausgang in leitenden Zustand geschaltet, durch den Nordpol gesperrt.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen.

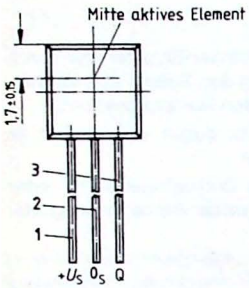
Die integrierte Schaltung findet insbesondere Anwendung als Drehzahlaufnehmer oder Winkelgeber. Zur Ansteuerung besonders geeignet sind ringförmige Permanentmagnete, deren Umfang mit wechselnder Polarität aufmagnetisiert wurde.

Besondere Merkmale

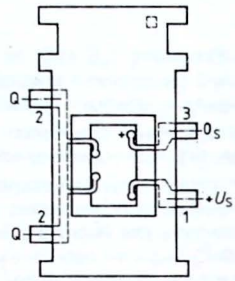
- Niedrige magnetische Schaltpunkte mit guter Langzeitstabilität
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich −40 bis +135 °C
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen
- Flaches Kunststoffgehäuse (1,5 mm)

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben

TLE 4901 F



TLE 4901 K



Anschlußbelegungen

TLE 4901 F

1	+U_S	Speisespannung
2	0_S	Masse
3	Q	Ausgang

TLE 4901 K

1	+U_S	Speisespannung
2	Q	Ausgang
3	0_S	Masse

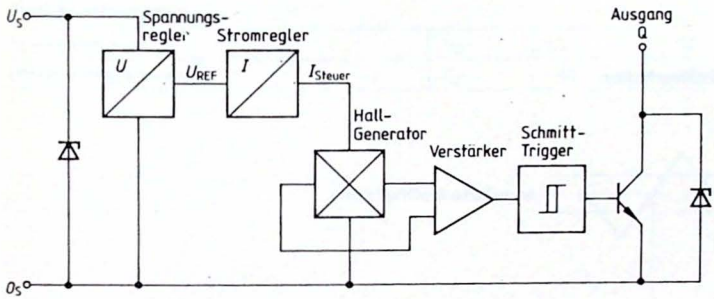
Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker und eine Schmitt-Trigger-Schaltung. Der Versorgungsspannungsanschluß sowie der Ausgangsanschluß sind durch Schutzstrukturen mit Z-Charakteristik gegen Überspannungen geschützt.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

Um die Veränderungen der Schaltpunkte durch Speisespannung und Umgebungstemperatureinflüsse zu minimieren, wird die Hallsonde aus einer stabilisierten Stromquelle gespeist, die von einer Spannungsreferenz abgeleitet wird.

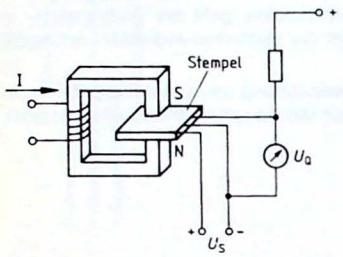
Blockschaltbild



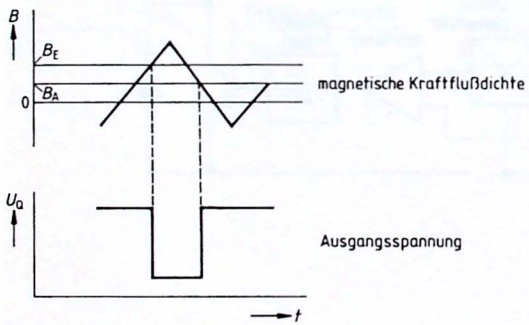
Funktionsbeschreibung

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Bei Umkehrung der Stromrichtung im Elektromagneten (negatives Magnetfeld) und Unterschreiten der Ausschaltinduktion ist der Ausgang gesperrt.



Typisches Schaltverhalten



Grenzdaten

$T_U = -40$ bis $+135$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−1,2	30	V
Ausgangsspannung Ausgang gesperrt	U_Q		30	V
Ausgangsstrom Ausgang leitend	I_Q		40	mA
Induktionsbereich	B	unbegrenzt		T
Sperrschichttemperatur $t < 70\,000$ h	T_j		150	°C
Lagertemperatur $t < 70\,000$ h	T_{stg}	−55	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		250	K/W*)
Überspannungsbegrenzung Strom durch Schutzstrukturen $t < 2$ ms	I_Z	−200	200	mA

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,5	30	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40	135	°C

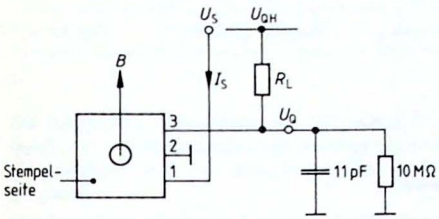
*) Wärmewiderstand des TLE 4901 K ist montageabhängig

Kenndaten

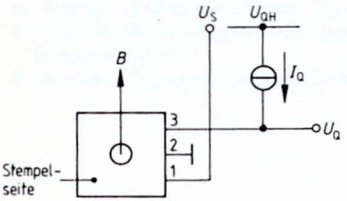
$U_S = 6$ bis 16 V; $T_U = -30$ bis $+125$ °C

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom						
$B \leq B_A$	I_S	2	2		8	mA
$B \geq B_E$		2	3		13	
Einschaltinduktion	B_E	2			10	mT
$T_U = 25$ °C						
Ausschaltinduktion	B_A	2	−10			mT
$T_U = 25$ °C						
Einschaltinduktion	B_E	2			12	mT
$T_U = -25$ bis 85 °C						
Ausschaltinduktion	B_A	2	−12			mT
$T_U = -25$ bis 85 °C						
Hysterese	B_H	2	3		14	mT
$T_U = -25$ bis 85 °C						
Einschaltinduktion	B_E	2			15	mT
Ausschaltinduktion	B_A	2	−15			mT
Hysterese	B_H	2	2		15	mT
Ausgangssperrstrom	I_{QH}	2		10		µA
$B \leq B_A$						
Ausgangsspannung	U_{QL}	2			0,4	V
$I_{QL} = 16$ mA $B \geq B_E$						
Signalübergangszeiten des Ausgangs						
Abfallzeit	t_f	1		0,3	1	µs
Anstiegszeit	t_r	1		0,5	1	µs

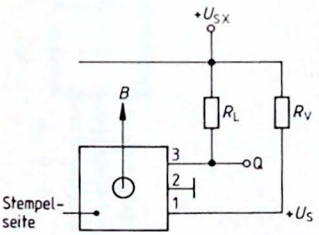
Meßschaltung 1



Meßschaltung 2



Anwendungsschaltung



Für einen optimalen Zerstörschutz ist R_V so groß wie möglich zu wählen.
Dimensionierung:

$$R_V = \frac{U_{SX\,min} - U_{S\,min}}{I_{S\,max}}$$

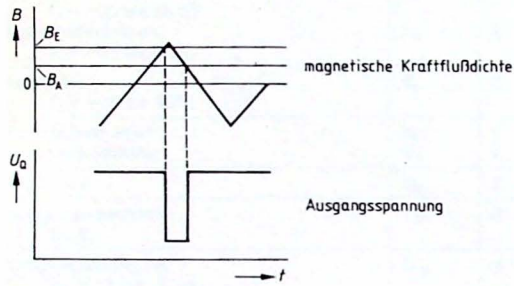
$U_{SX\,min}$ ist die minimale Versorgungsspannung in der jeweiligen Anwendung.

Impulsdiagramme

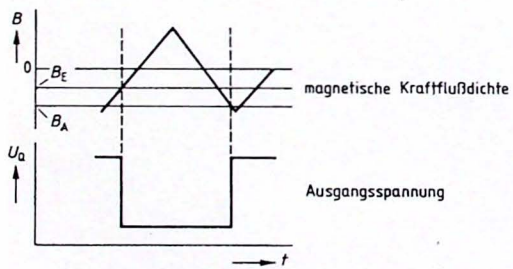
Induktion	Q
$B > B_E$	L
$B < B_A$	H

Die Kenndaten schließen folgende Extremfälle ein:

$B_E = B_{E\,max}$



$B_A = B_{A\,min}$



Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld

TLE 4902 F

Vorläufige Daten | **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4902 F	Q67000-A8048	Kunststoff-Flachgehäuse

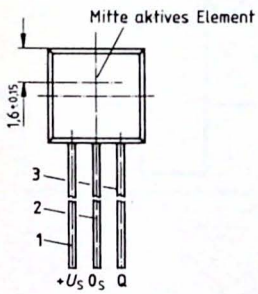
Die integrierte Hall-Schaltung TLE 4902 F ist ein statischer kontaktloser Schalter, der durch ein magnetisches Feld wechselnder Polarität betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes wird der Ausgang in den leitenden Zustand geschaltet, durch den Nordpol gesperrt.

Der Schaltkreis findet insbesondere Anwendung als Drehzahlaufnehmer oder Winkelgeber.

Besondere Merkmale

- Niedrige magnetische Schaltpunkte mit guter Langzeitstabilität
- Weiter Temperaturbereich −40 bis +125 °C
- Flaches Kunststoff-Gehäuse (1,5 mm)
- Geeignet für kostengünstige Anwendungen, z. B. elektronische Kommutierung von Elektromotoren
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

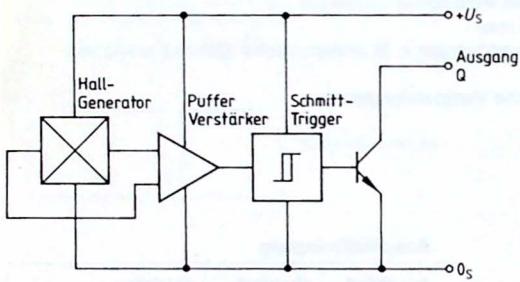
Anschluß	Symbol	Funktion
1	$+U_S$	Speisespannung
2	0_S	Masse
3	Q	Offen-Kollektor-Ausgang

Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker, Schmitt-Trigger-Schaltung und einen offenen Kollektorausgang.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

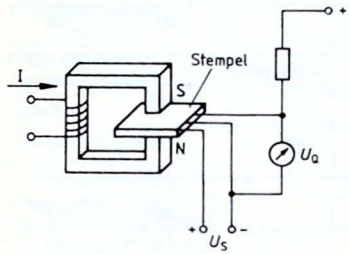
Blockschaltbild



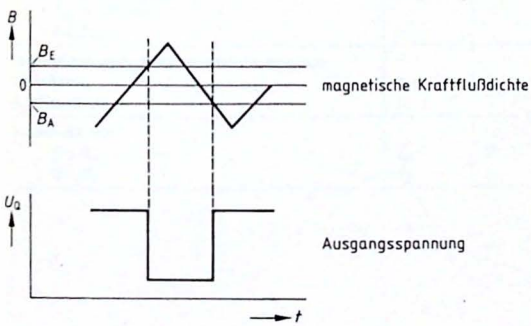
Funktionsbeschreibung

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Bei Umkehrung der Stromrichtung im Elektromagneten (negatives Magnetfeld) und Unterschreiten der Ausschaltinduktion ist der Ausgang gesperrt.



Typisches Schaltverhalten



Grenzdaten

$T_U = -40$ bis $+125$ °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−0,5	7	V
Ausgangsspannung Ausgang gesperrt	U_Q		30	V
Ausgangsstrom Ausgang leitend	I_Q		20	mA
Magn. Induktionsbereich	B	unbegrenzt		T
Sperrschichttemperatur $t < 70\,000$ h	T_j		150	°C
Lagertemperatur $t < 70\,000$ h	T_{stg}	−40	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		240	K/W

Funktionsbereich

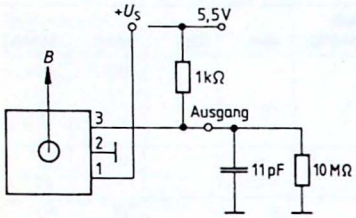
Speisespannung	U_S	4,5	6,8	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40	125	°C

Kenndaten

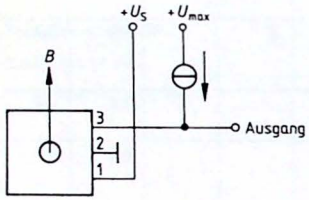
$T_U = 0$ bis $+85\,°C$; $U_S = 4{,}5$ bis $5{,}5$ V (sofern nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Einschaltinduktion $T_U = 25\,°C$	B_E	2			10	mT
Ausschaltinduktion $T_U = 25\,°C$	B_A	2	10			mT
Einschaltinduktion	B_E	2			15	mT
Ausschaltinduktion	B_A	2	−15			mT
Hysterese	B_H	2	3		14	mT
Einschaltinduktion $T_U = -40$ bis $125\,°C$; $U_S = 4{,}5$ bis $6{,}8$ V	B_E	2			20	mT
Ausschaltinduktion $T_U = -40$ bis $125\,°C$; $U_S = 4{,}5$ bis $6{,}8$ V	B_A	2	−20			mT
Hysterese $T_U = -40$ bis $125\,°C$; $U_S = 4{,}5$ bis $6{,}8$ V	B_H	2	2		15	mT
Ausgangsstrom $B \leq B_A$	I_{QH}	2			10	µA
Ausgangsspannung $I_{QL} = 16$ mA; $B \geq B_E$	U_{QL}	2			0,4	V
Signalübergangszeiten des Ausgangs						
Abfallzeit	t_f	1		0,3	1	µs
Anstiegszeit	t_r	1		0,5	1	µs
Speisestrom						
$B \leq B_A$	I_S	2	2		5,5	mA
$B \geq B_E$	I_S	2	3		6,5	mA

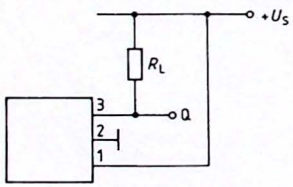
Meßschaltung 1



Meßschaltung 2



Anwendungsschaltung

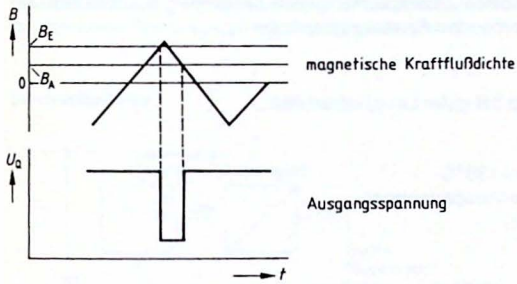


Impulsdiagramme

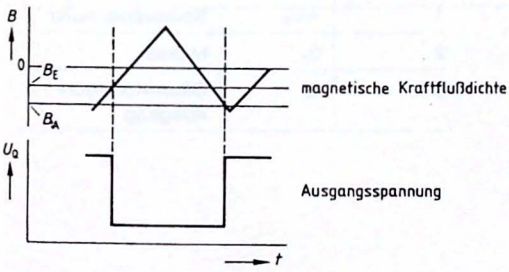
Induktion	Q
$B > B_E$	L
$B < B_A$	H

Die Kenndaten schließen folgende Extremfälle ein:

$B_E = B_{E\,max}$



$B_A = B_{A\,min}$



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4903 F	Q67000-A8047	Kunststoff-Flachgehäuse

Der TLE 4903 ist ein kontaktloser Schalter, der durch ein unipolares einseitiges Magnetfeld betätigt wird.

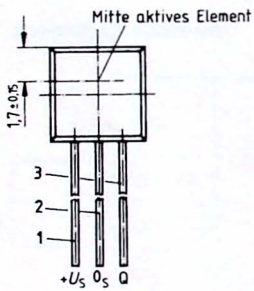
Durch Erreichen der Einschaltinduktion eines Südpolfeldes wird der Ausgang in den leitenden Zustand geschaltet. Bei Absinken des Induktionswertes auf die Ausschaltinduktion wird der Ausgang gesperrt.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen.

Besondere Merkmale

- Niedrige magnetische Schaltpunkte mit guter Langzeitstabilität
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich −40 bis +130 °C
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen
- Flaches Kunststoffgehäuse (1,5 mm)

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$+U_S$	Speisespannung
2	0_S	Masse
3	Q	Offen-Kollektor-Ausgang

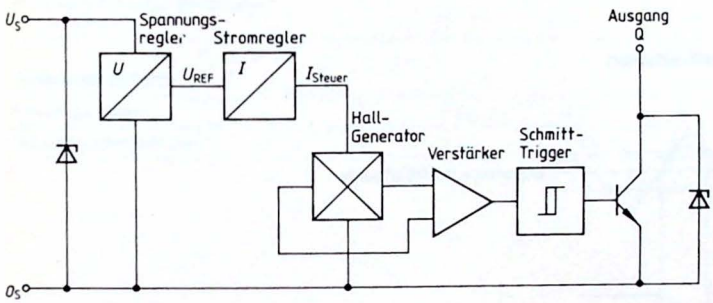
Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker, Schmitt-Trigger-Schaltung und einen Offen-Kollektor-Ausgang. Ausgangs- und Versorgungsspannungs-Anschluß sind gegen Überspannungen geschützt.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

Um die Veränderungen der Schaltpunkte durch Speisespannung und Umgebungstemperatureinflüsse zu minimieren, wird die Hallsonde aus einer stabilisierten Stromquelle gespeist, die von einer Spannungsfrequenz abgeleitet wird.

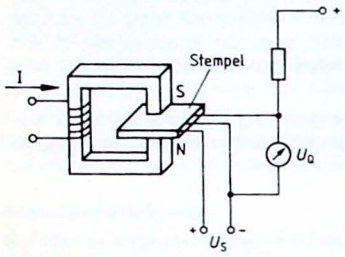
Blockschaltbild



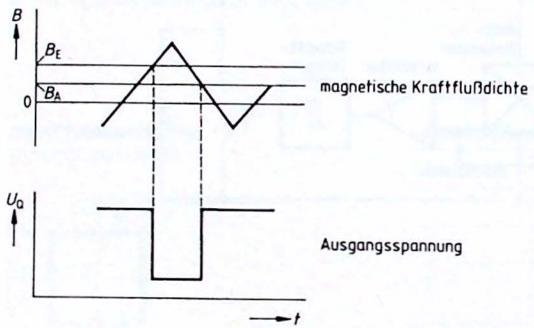
Funktionsbeschreibung

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Wird der Strom reduziert und die Ausschaltinduktion unterschritten, ist der Ausgang gesperrt.



Typisches Schaltverhalten



Grenzdaten

T_U = −40 bis +130 °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	−1,2	30	V
Ausgangsstrom	I_Q		40	mA
Sperrschichttemperatur t = < 70 000 h	T_j	−40	150	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		240	K/W
Induktionsbereich	B	− ∞	+ ∞	
Ausgangsspannung	U_Q		30	V

Überspannungsbegrenzung

Strom durch Schutzstrukturen an Anschluß 1 und Anschluß 3; t < 10 µs		−200	200	mA

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,3	24	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40	130	°C

Kenndaten

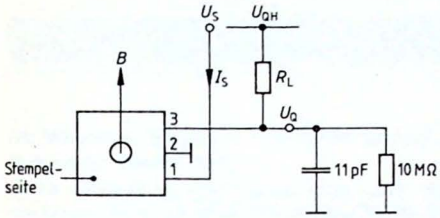
$U_S = 14$ V; $T_U = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Magnetische Parameter[1]							
Einschaltinduktion	B_E	$T_U = 25$ °C		20		50	mT[2]
		$T_U = 0$ bis 70 °C		18		52	mT
		$T_U = -30$ bis 100 °C		13		57	mT
		$T_U = -30$ bis 125 °C	2	12		58	mT
Ausschaltinduktion	B_A	$T_U = 25$ °C		15		35	mT
		$T_U = 0$ bis 70 °C		13		37	mT
		$T_U = -30$ bis 100 °C		8		42	mT
		$T_U = -30$ bis 125 °C	2	7		43	mT
Hysterese $B_E - B_A$	B_H		2	5		15	mT
Ausgangssperrstrom	I_{QO}	$B < B_A$; $U_{OH} = 24$ V, $T_U = 25$ °C				10	µA
Speisestrom	I_S	$B < B_A$	1			13	mA
		$B > B_E$	1			14	mA
Ausgangsspannung	U_Q	$I_Q = 30$ mA	2			0,4	V
Anstiegszeit	t_{LH}	$I_Q = 10$ mA				1	µs
Abfallzeit	t_{HL}	$I_Q = 10$ mA				1	µs
Überspannungsbegrenzung							
Speisespannung	U_{SZ}	$I_S = 16$ mA		32		42	V
Ausgang	U_{QZ}	$I_{QZ} = 16$ mA		32		42	V

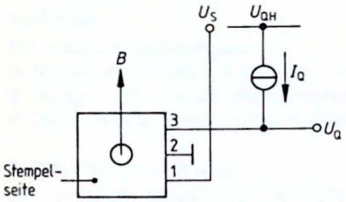
[1] Die magnetischen Parameter sind für ein homogenes Magnetfeld an der Sensorposition, wie in der Anwendungsschaltung, spezifiziert.

[2] 1 mT = 10 G

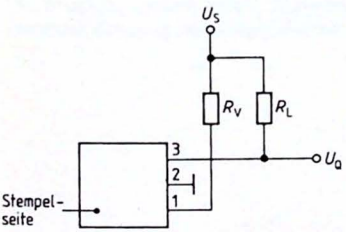
Meßschaltung 1



Meßschaltung 2



Anwendungsschaltung

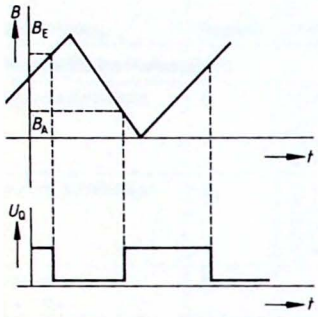


Für einen optimalen Zerstörschutz ist R_V so groß wie möglich zu wählen.
Dimensionierung

$$R_V = \frac{U_{SX\,min} - U_{S\,min}}{I_{S\,max}}$$

$U_{SX\,min}$ = minimale Versorgungsspannung in der jeweiligen Anwendung.

Impulsdiagramm



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4910 K	Q67000-A2398	MIKROPACK (SMD)
TLE 4910	im P-DSO-8-Gehäuse ist in Entwicklung	

Die integrierte Schaltung TLE 4910K erzeugt eine zur magnetischen Flußdichte proportionale Ausgangsspannung.

Durch Einstellung des Nullpunktes kann die Schaltung beide magnetische Polaritäten erkennen und auswerten. Der Nullpunkt der Übertragungskennlinie und die Empfindlichkeit der Schaltung werden durch externe Widerstände eingestellt. Die integrierte Schaltung ist als Sensor für professionelle Anwendungen vorgesehen, die erweiterten Temperaturbereich und verschärfte Daten erfordern, wie z. B. Messung von Druck, Beschleunigung, Abstand oder Torsion.

Merkmale

- Lineare Ausgangskennlinie
- Erweiterter Temperaturbereich (−40 bis +135 °C)
- Weitgehend unabhängig von Versorgungsspannung und Temperaturschwankungen
- Referenzspannung (3 V) verfügbar

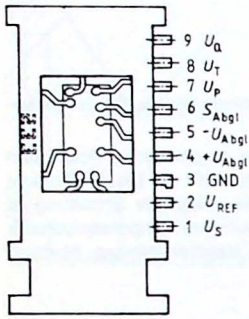
Funktionsbeschreibung

Die integrierte Schaltung TLE 4910K kann mit Versorgungsspannungen zwischen 4,75 V und 18 V betrieben werden. Das Ausgangssignal ist eine auf Masse bezogene Spannung. Der Ausgang kann bis zu 5 mA liefern.

Wie im Blockschaltbild gezeigt, wird der Hall-Generator von einer internen Stromquelle gespeist. Das Ausgangssignal des Hallsensors wird zunächst mit einem Differenzverstärker verstärkt und dann in ein massebezogenes Signal umgewandelt.

Die Endstufe umfaßt einen Operationsverstärker mit interner Rückkopplung, dessen invertierender Eingang herausgeführt ist, um die Empfindlichkeit der Schaltung einzustellen.

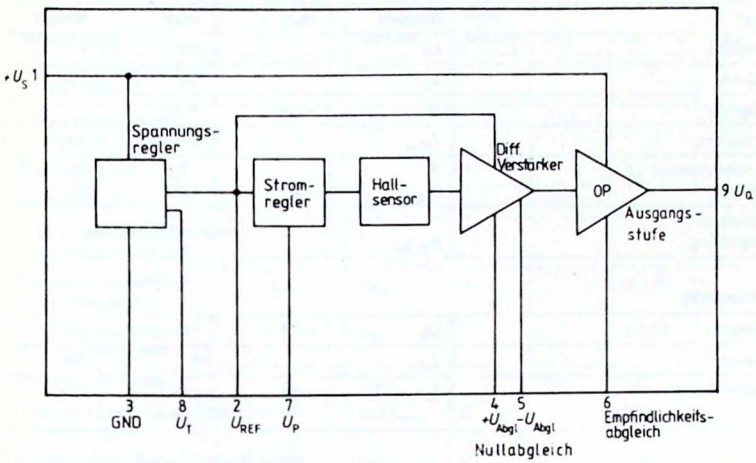
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_S	Speisespannung
2	U_{REF}	Referenzspannung
3	GND	Masse
4	$+U_{Abgl}$	+ Nullabgleich
5	$-U_{Abgl}$	− Nullabgleich
6	S_{Abgl}	Empfindlichkeits-abgleich
7	U_P	Prüfspannung
8	U_T	Temperaturspannung
9	U_Q	Spannungsausgang

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = -40\,°C$ bis $+150\,°C$; $t < 70.000$ h

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		30	V
Ausgangsstrom	I_Q		10	mA
Induktionsbereich	B	$-\infty$	$+\infty$	
Nullabgleichstrom	I_{Abgl}	−1	1	mA
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	 −40	125 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$	montageabhängig		

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75	18	V
Ausgangsstrom	I_Q		5	mA
Umgebungstemperatur $t < 70.000$ h	T_U	−40	135	°C

Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Prüf-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme $B < -20$ mT	I_S	1			10	mA
Ausgangsspannung $R_L = 10$ kΩ; $U_S = 5$ V	U_Q	1	0,05		$U_S - 2$	V
Empfindlichkeit	S	1		30		mV/mT
Nullinduktion	B_0	1	−20		20	mT
Linearitätsfehler $B = 0$ bis 100 mT	L	1		1	2	%
Temperaturkoeffizient der Nullinduktion	α_{B_0}	1		±0,03		mT/K
Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit	α_S	1		±0,05		%/K
Referenzspannung	U_{REF}	1	2,9	3,0	3,1	V
Ausgangsspannung/Abgleichstrom Anschluß 4	U_Q/I_{Abgl}	2		0,3		V/µA
Ausgangsspannung/Abgleichstrom Anschluß 5	U_Q/I_{Abgl}	2		−0,3		V/µA
Potential an Anschlüssen 4 und 5	U_{Abgl}	2	30	70	110	mV
Temperaturspannung $U_S = 5$ V; $R = 5{,}1$ kΩ	U_T	3	1,4		1,7	V
Temperaturkoeffizient der Temperaturspannung $U_S = 5$ V; $R = 5{,}1$ kΩ	α_{UT}	3	3,5		4,5	mV/K
Ausgangsquellenwiderstand $U_S = 5$ V; $I_Q < 5$ mA	R_Q				10	Ω
Speisespannungsabhängigkeit der Empfindlichkeit	$\Delta S/\Delta U_S$	1			0,2	%/V
Speisespannungsabhängigkeit der Nullinduktion	$\Delta B_0/\Delta U_S$	1			20	µT/V

Prüf- und Meßschaltungen

Bild 1

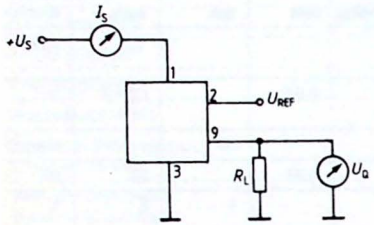


Bild 2

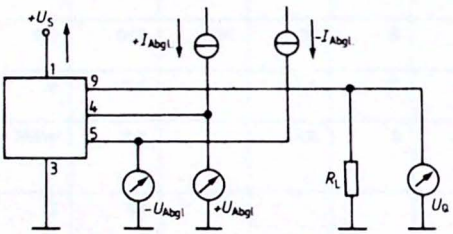
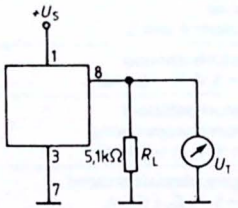
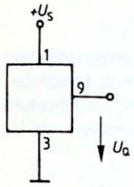


Bild 3



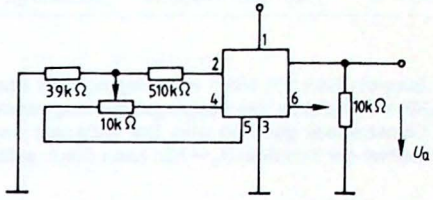
Anwendungsschaltungen

Bild 4a



IC ohne Abgleich

Bild 4b

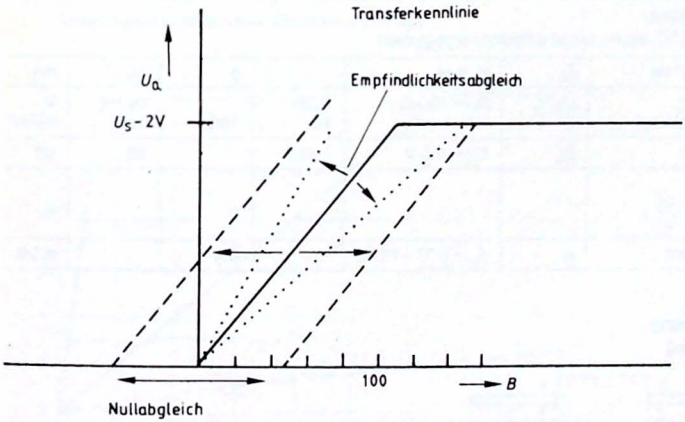


Nullabgleich

Empfindlichkeits-abgleich

Funktionsdiagramm

Bild 5



Bipolare Schaltung

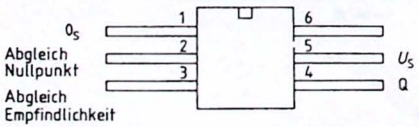
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Miniaturgehäuse 6 Anschlüsse

Der Baustein SAS 231 liefert am Ausgang eine Spannung proportional zur magnetischen Induktion (Flußdichte). Die Ausgangsspannung nimmt zu, wenn der Südpol eines Magneten der Chipoberseite genähert wird. Der Nullpunkt wird durch externen Abgleich eingestellt. Die Steilheit der Kennlinie $U_Q = f(B)$ kann durch externe Beschaltung variiert werden.

Grenzdaten

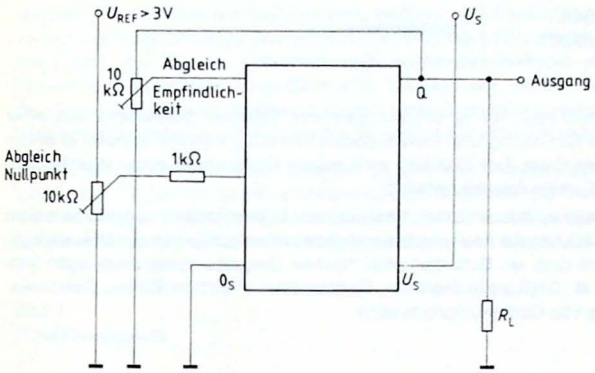
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		0		18	V
Ausgangsstrom	I_Q				10	mA
Lagertemperatur	T_{stg}		−40		125	°C
Funktionsbereich						
Speisespannung	U_S		4,75		15	V
Ausgangsstrom	I_Q				5	mA
Umgebungstemperatur	T_U		0		70	°C
Statische Kenndaten $U_S = 10$ V, $T_U = 25$ °C, wenn nicht anders angegeben						
Leerlaufstromaufnahme	I_S	$R_L = \infty$		6	10	mA
Ausgangsspannung Steilheit (ohne Abgleich)	U_Q S	$R_L = 10$ kΩ	0,05 60	 100	U_S-2 140	V mV/mT
„Null"-Komponente	B_0	$U_Q = 0{,}5$ V	−35		35	mT
Linearitätsfehler (bezogen auf $U_Q = \frac{U_2}{2}$)				2		%
Temperaturkoeffizient	α	$T_U = 0$ °C – 70 °C		0,4		mT/K

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

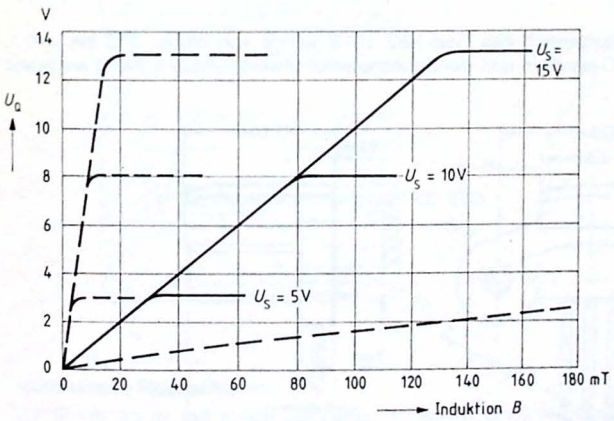


■ nicht für Neuentwicklungen

Anwendungsschaltung



Ausgangskennlinie ohne Abgleich $U_Q = f(B)$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
HKZ 101 S*)	Q67000-S64	Sondergehäuse
HKZ 101	Q67000-A9001	

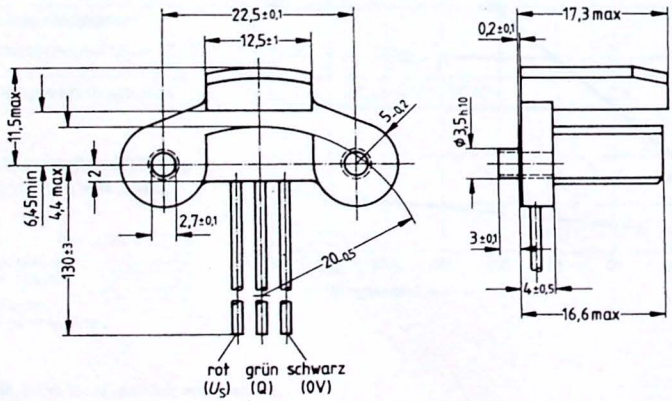
Die Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101 ist ein kontaktloser Schalter bestehend aus einer monolitisch integrierten Hall-Schaltung und einem speziellen Magnetkreis, beides in einem Kunststoffgehäuse dicht vergossen. Der Schalter wird durch Eintauchen einer Weicheisenblende in den Luftspalt der Gabelschranke betätigt.

Hauptanwendung ist der Ersatz im Automobil als kontaktloser Unterbrecher in elektronischen Zündsystemen. Zahlreiche industrielle Anwendungsmöglichkeiten gibt es in der Steuerungs- und Regeltechnik besonders dort, wo Schalter unter rauhen Umgebungsbedingungen wartungsfrei arbeiten sollen (z. B.: Drehzahlaufnehmer, Endschalter, Positionsfühler, Geschwindigkeitsmessung, Abtastung von Codierscheiben etc.).

Besondere Merkmale

- Kontaktloser Schalter mit offenem Kollektorausgang (40 mA)
- Statischer Schaltbetrieb
- Hohe Schaltfrequenzen
- Mit Kunststoff dicht vergossen
- Unempfindlichkeit gegen Schmutz, Licht, Vibration
- Großer Temperatur- und Spannungsbereich
- Integrierter Überspannungsschutz
- Hohe Störsicherheit

*) **Hinweis:** Der Temperaturbereich des Typs HKZ 101 S wurde von bisher 0 °C bis +70 °C auf −40 °C bis +130 °C erweitert und die Schaltpunktkennwerte entsprechend angepaßt.

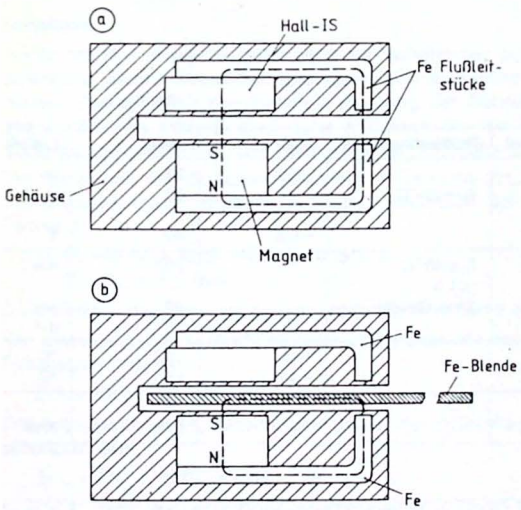


Funktionsbeschreibung

Der Halleffekt-Schalter wird durch eine Weicheisenblende, die durch den Luftspalt zwischen Magnet und Hall-Sensor geführt wird, bedient. Die Blende schließt den magnetischen Fluß vor dem Hall-Sensor kurz, wie im Bild 1 gezeigt. Der offene Kollektorausgang ist leitend (LOW), wenn sich die Blende außerhalb des Luftspaltes befindet und sperrt (HIGH), wenn die Blende in den Luftspalt eingeführt wird. Solange sich die Blende im Luftspalt befindet, bleibt der Ausgang gesperrt. Aufgrund dieser statischen Arbeitsweise ist keine minimale Arbeitsfrequenz erforderlich. Die Ausgangs-Signalflanken sind unabhängig von der Arbeitsfrequenz.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen. Die Ausgangsstufe besitzt Schmitt-Trigger Charakteristik. Durch den maximalen Ausgangsstrom von 40 mA des offenen Kollektors können die meisten elektronischen Schaltungen direkt angesteuert werden.

Bild 1
Funktionsprinzip



a) Magnetischer Fluß durch den Hall-Schalter ohne Blende

b) Magnetischer Fluß durch Weicheisenblende kurzgeschlossen

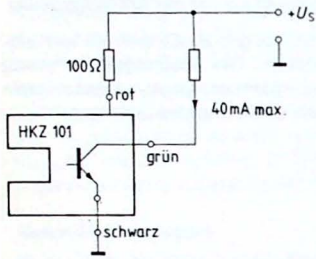
Mechanische Eigenschaften

Die Schranke ist mit einem speziellen Kunststoff dicht vergossen, um auch unter rauhen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden zu können. Das Gehäuse ist wasserdicht, erschütterungsbeständig und widerstandsfähig gegen Benzin, Öl und Salz. Zur Befestigung des Sensors auf einer Trägerplatte sind zwei Hohlnieten ins Gehäuse eingegossen. Der Schaltkreis besitzt drei flexible Drahtanschlüsse für die Stromversorgung und den Ausgang.

Anwendungshinweis

Der Ausgangsstrom des „offenen Kollektors" muß durch einen an die Anwendung angepaßten Lastwiderstand auf den maximal zulässigen Wert begrenzt werden.

Zur optimalen Wirksamkeit des integrierten Überspannungsschutzes wird empfohlen einen Widerstand von ca. 100 Ω zur Strombegrenzung in der Versorgung des Bausteins vorzusehen.



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		−1,2	24	V
		$T_U = 25\,°C$		30	V
Ausgangsspannung im AUS-Zustand	U_Q		−0,8	30	V
Inverser Speisestrom (extern begrenzt)	$-I_S$	$T_U \leq 80\,°C$ $t \leq 1$ h		200	mA
Ausgangsstrom	I_Q	ohne Blende		40	mA
Inverser Ausgangsstrom	$-I_Q$			30	mA
Umgebungstemperatur	T_U		−40	135	°C
Lagertemperatur	T_{stg}		−40	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$			170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		4,5	24	V
Umgebungstemperatur	T_U		−40	130	°C
Blende*): Dicke	a		0,5		mm
Breite	b		8		mm
Lücke	c		8		mm
Eintauchhöhe	h		4,6	9	mm
Lückenhöhe	d		17,3 − h		mm

*) siehe Bild 3

Elektrische Kenndaten
U_S = 5 V bis 18 V, T_U = −30 °C bis +130 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Ausgangssättigungs-spannung	$U_{Q\,Sat}$	ohne Blende I_Q = 40 mA T_U = −30..110 °C T_U = 110..130 °C		 0,4 0,6	 V V
Ausgangssperrstrom Speisestrom	$I_{Q\,R}$ I_S	mit Blende ohne Blende		10 12	µA mA
Schaltzeiten	t_{LH}, t_{HL}	I_Q = 40 mA		1	µs
Überspannungsbegrenzung – Speisespannung (U_S) – Ausgang (U_Q)	 $U_{S\,Z}$ $U_{S\,O}$	 I_S = 16 mA I_S = 16 mA	 32 32	 42 42	 V V

Schaltpunktkenndaten

Definition

In den meisten Anwendungen wird der Schaltpunkt bei der Montage durch mechanische Justierung genau eingestellt und damit alle im System auftretenden mechanischen Toleranzen einschließlich der Exemplarstreuung der Schranke abgeglichen. Für die Funktion des Gerätes im Betrieb sind dann nur noch die von Temperatur und Betriebsspannung abhängigen Änderungen der Kennwerte von Bedeutung.

Die Kennwerte der Schaltpunkte sind daher nicht direkt auf die mechanischen Maße der Schranke bezogen, sondern auf einen elektrisch definierten Symmetriepunkt B_0 gemäß Formel 1):

1) $B_0 = (EIN_l + AUS_l + EIN_r + AUS_r) : 4$
$B_0 = A_0 \pm 0{,}3$ mm

Die Definition der Ein- und Ausschaltpunkte ist in Bild 2 veranschaulicht.

Der Einschaltpunkt f_e ergibt sich durch Subtraktion des gemessenen Einschaltwertes vom Bezugspunkt B_0:

2) $f_e = EIN_r - B_0 = B_0 - EIN_l$

Der Ausschaltpunkt f_a berechnet sich aus der Differenz von entsprechenden Ein- und Ausschaltpunkten:

3) $f_a = EIN_r - AUS_r = AUS_l - EIN_l$

f_{e0} und f_{a0} sind die unter Normalbedingungen (U_S = 12 V, T_U = 25 °C) am einzelnen Bauteil gemessenen Schaltpunkte im Rahmen der Exemplarstreuung.

Die Änderung der Schaltpunkte ist nach 4) definiert:

4) $\Delta f_e = f_e - f_{e0}$
$\Delta f_a = f_a - f_{a0}$

Bild 2
Definition der Schaltpunkte

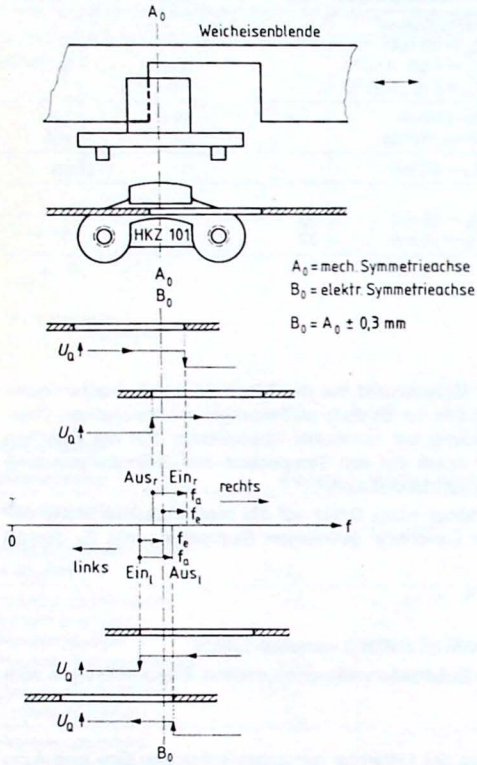
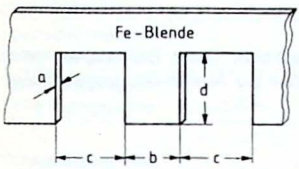
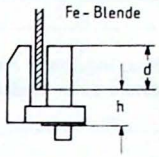


Bild 3
Mechanische Meßbedingungen

a) Meßblende (Material Weicheisen)



b) Eintauchhöhe



Schaltpunktkenndaten

Blende: a = 0,75 mm, b = 8 mm, c = 10 mm
Position: mittig im Luftspalt
U_S = 5 V bis 18 V

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
HKZ 101						
Einschaltpunkt	f_{e0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,85	1,45	2,05	mm
Änderungen	Δf_e	T_U = −30...25 °C	−0,4	+0,15	+0,7	mm
		T_U = 25...80 °C	−0,2	+0,15	+0,4	mm
		T_U = 80...130 °C	−0,4	+0,2	+0,7	mm
Ausschaltpunkt	f_{a0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	1,54	2,54	3,54	mm
Änderungen	Δf_a	T_U = −30...25 °C	−0,8	+0,3	1,4	mm
		T_U = 25...80 °C	−0,4	+0,3	0,8	mm
		T_U = 80...130 °C	−0,8	+0,4	1,4	mm
HKZ 101 S*)						
Einschaltpunkt	f_{e0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,65		2,3	mm
Änderungen	Δf_e	T_U = −30...130 °C	−0,4		+0,75	mm
Ausschaltpunkt	f_{a0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,8		4,9	mm
Änderungen	Δf_a	T_U = −30...130 °C	−0,4		+1,5	mm

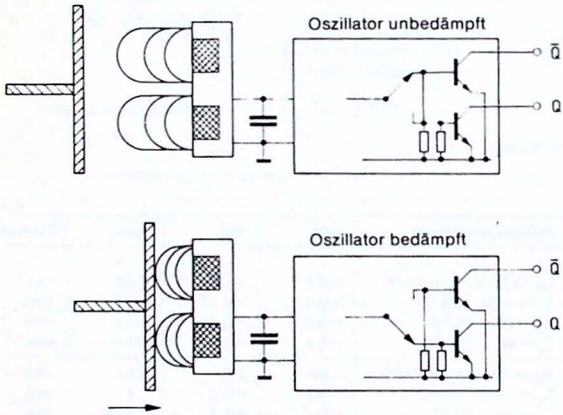
*) Die Schaltpunktwerte bei HKZ 101 S wurden an den erweiterten Temperaturbereich angepaßt.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S ■ TCA 205 A	Q67000-A1034	P-DIP-14
■ TCA 205 K	Q67000-A8275	MIKROPACK, 14 Anschl. (SMD)

Integrierte Schaltungen zum Aufbau induktiver Näherungsschalter. Beim Bedämpfen eines Schwingkreises, z. B. durch Annähern einer Meßplatte, werden die Ausgänge umgeschaltet.

Funktionsprinzip



Eigenschaften

- Weiter Versorgungsspannungsbereich
- Hoher Ausgangsstrom
- Antivalente Ausgänge
- Einstellbarer Schaltabstand
- Einstellbare Hysterese
- Einschaltverzögerung

■ nicht für Neuentwicklung

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung Ausgangsspannung	U_S U_Q	30 30	V V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	125 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 205 A	$R_{th\ SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75 bis 30	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Anschlüsse offen		1	2	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	$U_{Q\,L}$ $U_{Q\,L}$	$I_{Q\,L} = 5$ mA $I_{Q\,L} = 50$ mA		0,8 1,25	1 1,5	V V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	$I_{Q\,H}$	$U_{Q\,H} = 30$ V			10	µA
Integrationskondensator	C_I			10		nF
Innenwiderstand an 3	$R_{i\,3}$		200	350	660	kΩ
Schwelle an 3	$U_{S\,3}$			1,3	1,5	V
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand } Schaltung 1	R_A R_H		6 0			kΩ kΩ
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand } Schaltung 2	R_A R_H	$R_H \rightarrow \infty$ $R_A \rightarrow \infty$	6[1] 6[1]			kΩ kΩ
Einschaltverzögerung	t_v			200		ms/µF
Oszillatorfrequenz Schaltfrequenz ohne C_I	f_{OSZ} f_s		0,015		1,5 5	MHz kHz

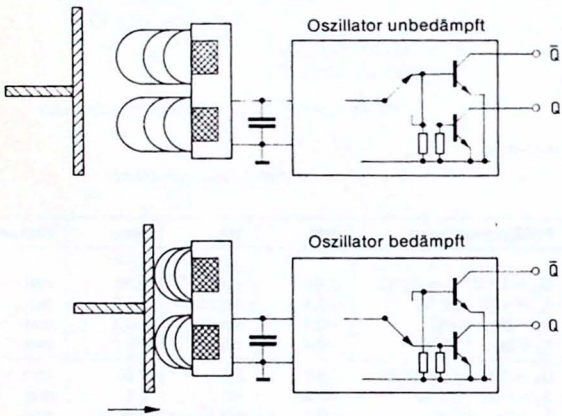
[1]) Die Parallelschaltung von R_H zu R_A darf min. 6 kΩ betragen.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S ■ TCA 205 A	Q67000-A1034	P-DIP-14
■ TCA 205 K	Q67000-A8275	MIKROPACK, 14 Anschl. (SMD)

Integrierte Schaltungen zum Aufbau induktiver Näherungsschalter. Beim Bedämpfen eines Schwingkreises, z. B. durch Annähern einer Meßplatte, werden die Ausgänge umgeschaltet.

Funktionsprinzip



Eigenschaften

- Weiter Versorgungsspannungsbereich
- Hoher Ausgangsstrom
- Antivalente Ausgänge
- Einstellbarer Schaltabstand
- Einstellbare Hysterese
- Einschaltverzögerung

■ nicht für Neuentwicklung

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung Ausgangsspannung	U_S U_Q	30 30	V V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	125 −55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 205 A	$R_{th\ SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75 bis 30	V
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

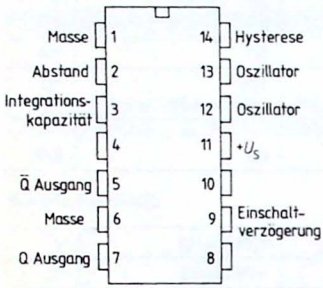
$U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Anschlüsse offen		1	2	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL} U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA $I_{QL} = 50$ mA		0,8 1,25	1 1,5	V V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Integrationskondensator	C_I			10		nF
Innenwiderstand an 3	$R_{i\,3}$		200	350	660	kΩ
Schwelle an 3	$U_{S\,3}$			1,3	1,5	V
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand } Schaltung 1	R_A R_H		6 0			kΩ kΩ
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand } Schaltung 2	R_A R_H	$R_H \to \infty$ $R_A \to \infty$	6[1] 6[1]			kΩ kΩ
Einschaltverzögerung	t_v			200		ms/µF
Oszillatorfrequenz Schaltfrequenz ohne C_I	f_{OSZ} f_s		0,015		1,5 5	MHz kHz

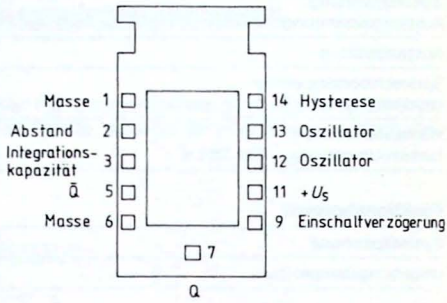
[1]) Die Parallelschaltung von R_H zu R_A darf min. 6 kΩ betragen.

Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

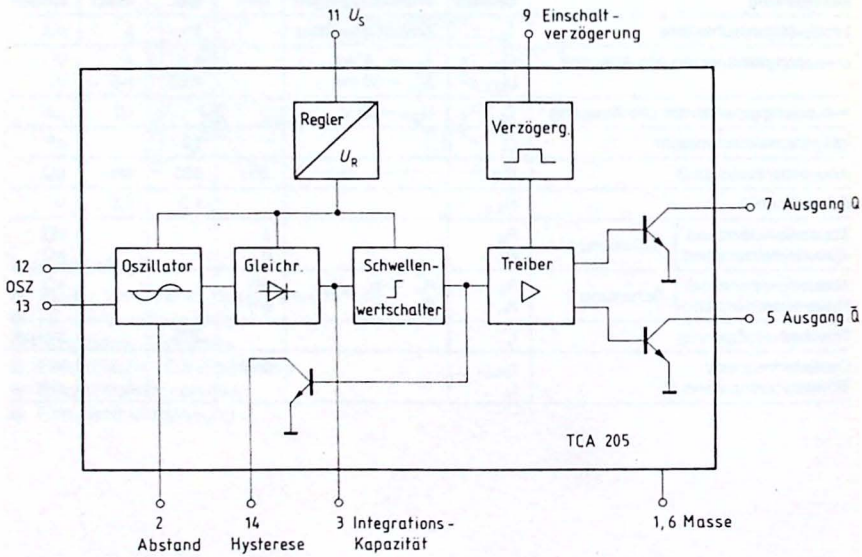
TCA 205 A



TCA 205 K

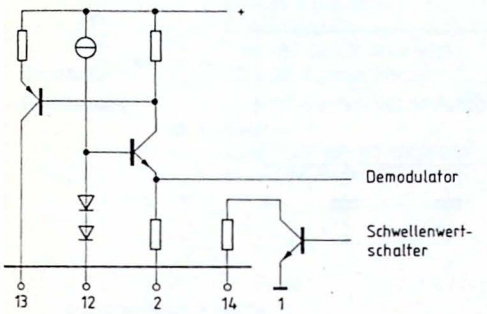


Blockschaltbild

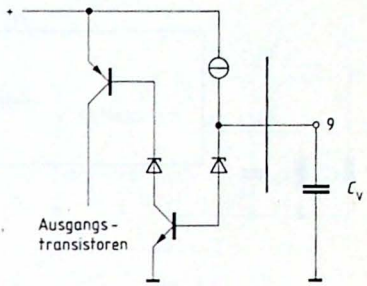


Prinzipschaltungen

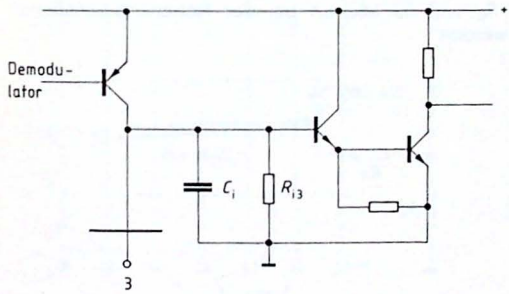
Oszillator



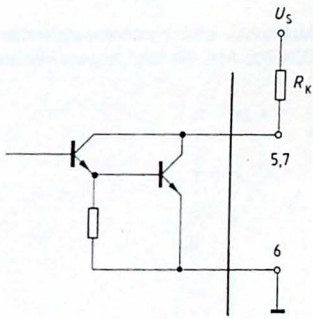
Einschaltverzögerung



Integrationskapazität

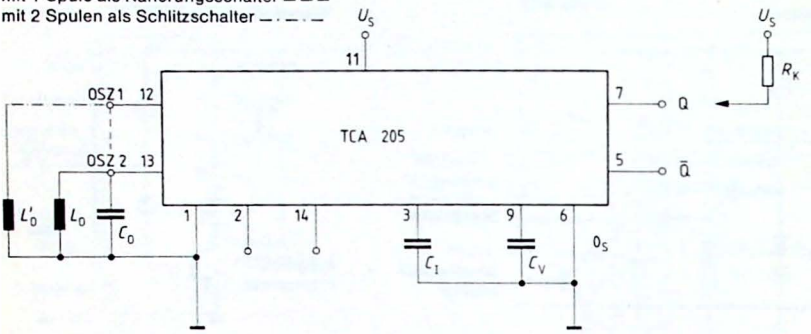


Ausgänge



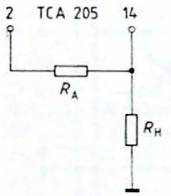
Anwendungsschaltung:

mit 1 Spule als Näherungsschalter – – –
mit 2 Spulen als Schlitzschalter – · – · –

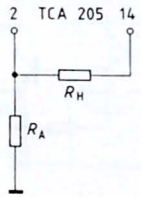


L_0, C_0	Schwingkreis
R_A	Abstandsabgleich
R_H	Hystereseabgleich
C_I	Integrationskondensator
C_V	Verzögerungskondensator

Abstands- und Hysteresewiderstand R_A und R_H können bei der Näherungsschalter-IC TCA 205 A; K wie folgt angeschlossen werden:



1. Reihenhysterese



2. Parallelhysterese

Die Schaltung 1 eignet sich besser für Näherungsschalter mit Oszillatorfrequenzen $f > 200$ kHz bis 300 kHz und kleinen Abständen. Die Schaltung 2 ist günstiger für niederfrequente Näherungsschalter mit größeren Abständen.

Ursache ist, daß die Schaltung 1 im Vergleich zu 2 kleinere R_H (min. 0 Ω bei 1 und min. 6 kΩ bei 2) ermöglicht. Hohe Werte des Widerstandes R_H beeinflussen neben der Hysterese auch die Phase des Oszillators beginnend bei Frequenzen ab 200 kHz. In der Praxis muß der Phasengang jedoch klein gehalten werden, um eine eindeutige Auswertung zu erreichen.

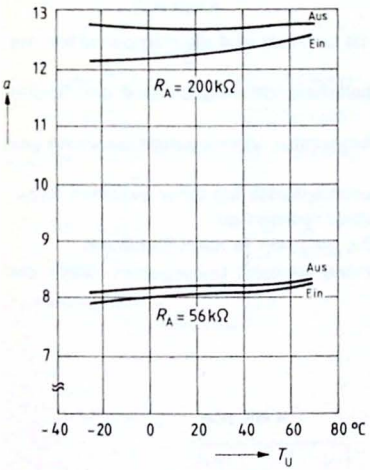
Anwendungsbeispiel für Näherungsschalter

Spulendaten: Schalenkern B65939-A-X22
Spulenkörper B65940-A-M1
Ø = 25 x 8,9 mm
L = 642 µH
n = 100 CuLS 30 x 0,05

Meßplatte: 30 x 30 x 1 mm, Fe

Beschaltung: R_A = 56 bis 200 kΩ, Metallschicht
$R_H = \infty$
C_o = 1500 pF, STYROFLEX
f = 162 kHz
} Schaltung 2

Schaltabstand: $a = f(T_U)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 305 A	Q67000-A2291	P-DIP-14
S TCA 305 G	Q67000-A2305	P-DSO-14 (SMD)
TCA 305 K	Q67000-A2293	MIKROPACK 10 Anschl. (SMD)
S TCA 355 B	Q67000-A2443	P-DIP-8
S TCA 355 G	Q67000-A2444	ähnl. SO-8 (SMD)

Die Bausteine TCA 305 und TCA 355 enthalten alle erforderlichen Funktionen für den Aufbau von induktiven Näherungsschaltern. Durch Annähern einer metallischen Meßplatte an die Oszillatorspule wird der Schwingkreis bedämpft und die Ausgänge schalten um.

Funktionsprinzip: siehe TCA 205

TCA 305 und TCA 355 sind Weiterentwicklungen des TCA 205 und zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

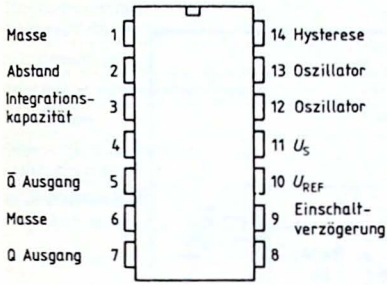
- Geringere Leerlaufstromaufnahme; $I_S < 1$ mA
- Kleinere Sättigungsspannung der Ausgänge
- Die Temperaturabhängigkeit des Schaltabstandes ist geringer und die Kompensation des Schwingkreis-*TK* ist einfacher möglich.
- Die Empfindlichkeit ist höher, so daß größere Schaltabstände möglich sind und Spulen mit geringerer Güte verwendet werden können.
- Die Schalthysterese ist sehr konstant bezüglich Temperatur, Versorgungsspannung und Schaltabstand.
- Die TCA 305 arbeitet auch ohne externe Integrationskapazität. Mit einer externen Kapazität (oder mit RC-Kombination) ist ein guter Störschutz realisierbar.
- Die Ausgänge sind kurzzeitig kurzschlußfest (ca. 10 s bis 1 min. je nach Gehäuse).
- Die Ausgänge sind bei $U_S <$ ca. 4,5 V gesperrt und werden freigegeben, wenn der Oszillator stabil arbeitet (ab $U_{S\,min} = 5$ V).
- Höhere Schaltfrequenzen können erreicht werden.
- Miniaturbauformen

Logische Funktion

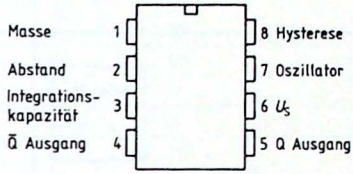
Oszillator	Ausgänge	
	Q	$\overline{Q}$
unbedämpft	H	L
bedämpft	L	H

Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

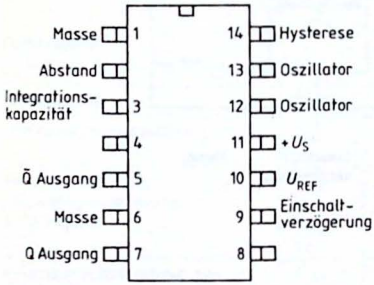
TCA 305 A



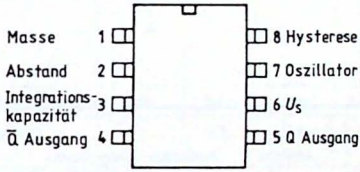
TCA 355 B



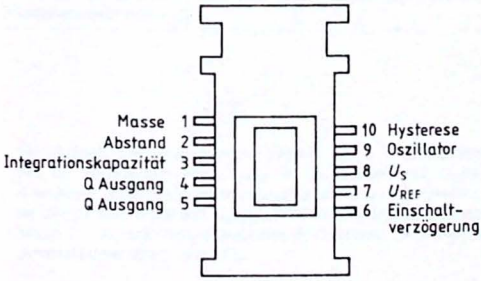
TCA 305 G



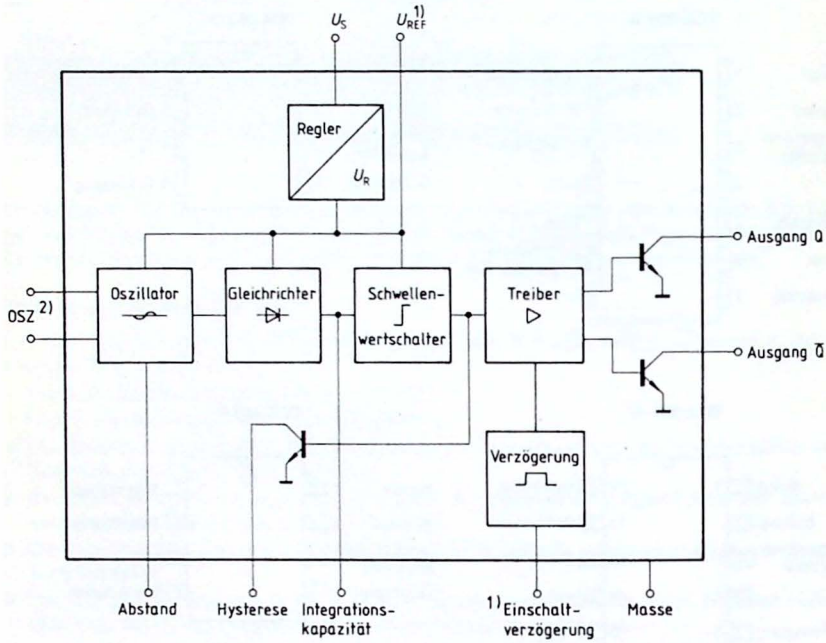
TCA 355 G



TCA 305 K



Blockschaltbild



1) Anschlüsse nur bei TCA 305
2) bei TCA 355 intern verbunden

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	35	V
Ausgangsspannung	U_Q	35	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	R_A, R_H	0	Ω
Kapazitäten	C_I, C_V	5	µF
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand			
System-Umgebung TCA 305 A	$R_{th\ SU}$	85	K/W
TCA 305 G	$R_{th\ SU}$	140	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	5 bis 30[1]	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V, $T_U = -25$ °C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen		0,6	0,9	mA
Referenzspannung	U_{REF}	$I_{REF} < 10$ µA		3,2		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA		0,04	0,15	V
pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 25$ mA		0,10	0,35	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 50$ mA		0,22	0,75	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Schwelle an 3	U_{S3}			2,1		V
Hysterese an 3	H_y		0,4	0,5	0,6	V
Einschaltverzögerung	t_v	$T_U = 25$ °C	−25%	600	−25%	ms/µF
Schaltfrequenz ohne C_I	f_s				5	kHz

[1]) Ein Betrieb bei Spannungen kleiner als 5 V (zwischen etwa 2,5 und 5 V) ist möglich, wenn U_{REF} mit U_S verbunden wird. U_{REF} ist in diesem Fall nicht mehr intern stabilisiert. Außerdem ist der Anschluß „Einschaltverzögerung" anders zu handhaben. Wird keine Einschaltverzögerung benötigt, ist dieser Anschluß mit U_S zu verbinden. Wird eine Einschaltverzögerung gewünscht, muß der Ladestrom für C_V mit einem äußeren Widerstand zwischen diesem Anschluß und U_S eingestellt werden (empfohlener Wert 390 kΩ).

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	U_S	35	V
Ausgangsspannung	U_Q	35	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	R_A, R_H	0	Ω
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung) TCA 355 B	$R_{th\ SU}$	135	K/W
TCA 355 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

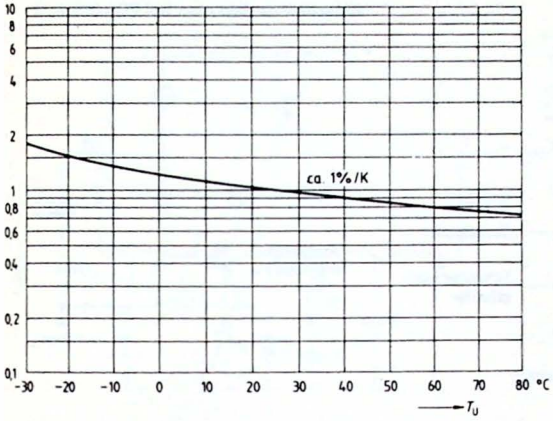
Speisespannung	U_S	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V; $T_U = -25$ °C bis +85 °C

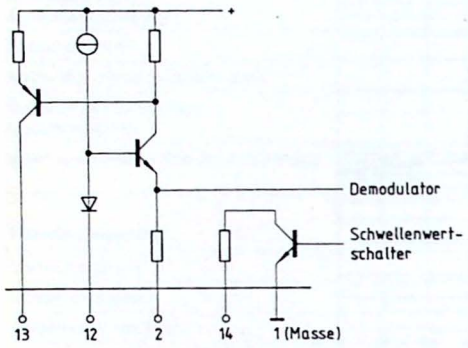
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen		0,6	1,0	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA		0,04	0,15	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 25$ mA		0,10	0,35	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 50$ mA		0,22	0,75	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Schwelle an 3	U_{S3}			2,1		V
Hysterese an 3	H_y		0,4	0,5	0,6	V
Schaltfrequenz ohne C_i	f_s				5	kHz

Normierte Einschaltverzögerung bezogen auf $T_U = 25\,°C$

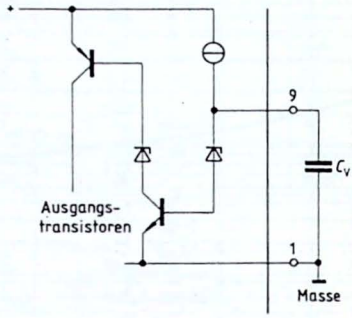


Prinzipschaltungen

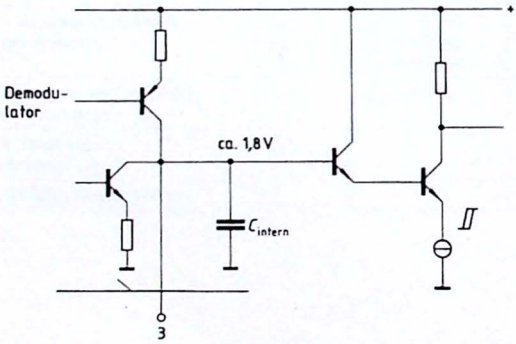
Oszillator



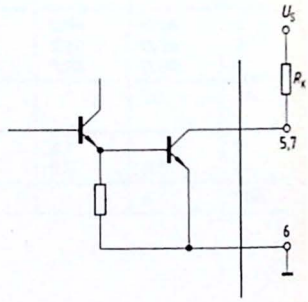
Einschaltverzögerung bei TCA 305 A; G



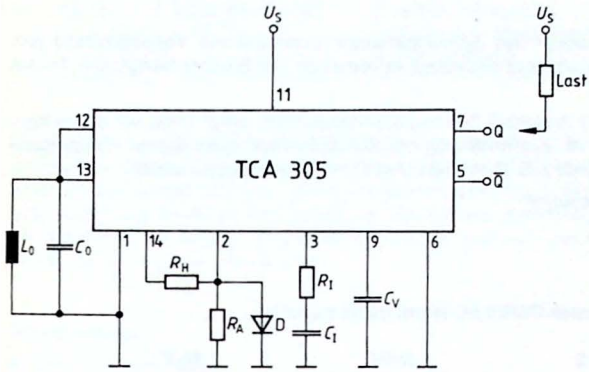
Integrationskondensator

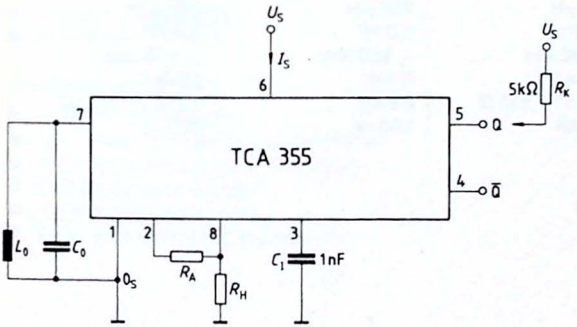


Ausgänge



Anwendungsschaltungen





L_O, C_O Schwingkreis

R_H Hystereseabgleich

R_A Abstandsabgleich

D Temperaturkompensation des Schwingkreises; eventuell mit Vorwiderstand zum Abgleich. Die Diode ist nicht unbedingt erforderlich. Ihr Einsatz hängt vom *TK* des Schwingkreises ab.

R_I; C_I Integrationsglied. An Anschluß 3 (Integrationskapazität) empfehlen wir einen Kondensator von typ. 1 nF. Zur Erhöhung der Störsicherheit kann dieser Kondensator durch ein RC-Glied mit z. B. $R_I = 1$ MΩ und $C_I = 10$ nF ersetzt werden.

C_V Verzögerungskondensator

Dimensionierungsbeispiele nach CENELEC-Norm (nicht bündig)

	M12	M18	M30
SIFERRIT-Schalenkern	M33 (7,35x3,6) mm	N22 (14,4x7,5) mm	N22 (25x8,9) mm
Anzahl der Wgd.	100	80	100
Drahtquerschnitt	0,1 CuL	20x0,05	10x0,1
L_O	206 µH	268 µH	585 µH
C_O (STYROFLEX®)	1000 pF	1,2 nF	3,3 nF
f_{osz}	≈ 350 kHz	≈ 280 kHz	≈ 115 kHz
Sn	4 mm	8 mm	15 mm
R_A (Metall)	8,2 kΩ + 330 Ω	33 kΩ	22 kΩ + 2,7 kΩ
C_V	100 nF	100 nF	100 nF

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TFA 1001 W	Q67000-A1357	lichtdurchlässiges Kunststoff-Miniaturgehäuse 6 Anschlüsse

Die in bipolarer Technik ausgeführte integrierte Schaltung TFA 1001 W enthält eine Fotodiode und einen Verstärker. An seinem Ausgang (offener NPN-Kollektor) liefert der TFA 1001 W einen zur Beleuchtungsstärke direkt proportionalen Strom. Eine stabilisierte Spannung von 1,35 V steht als Referenz zur Verfügung. Ein weiterer Anschluß gestattet eine Linearisierung der Kennlinie bei kleinen Beleuchtungsstärken und kann zur Abschaltung des Ausgangsstroms verwendet werden (Inhibit).

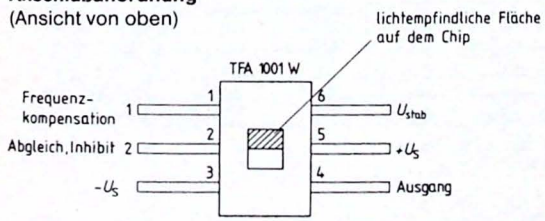
Anwendungen

- Belichtungsmesser
- Belichtungsregler
- Elektronische Blitzlichtgeräte
- Optische Nachlaufsteuerung
- Rauchdetektoren
- Lineare Optokoppler
- Farberkennung

Besondere Merkmale

- Große Empfindlichkeit
- Hohe Linearität des Ausgangsstroms
- Günstige spektrale Empfindlichkeit
- Geringe Stromaufnahme
- Hoher Aussteuerbereich
- Weiter Betriebsspannungsbereich

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



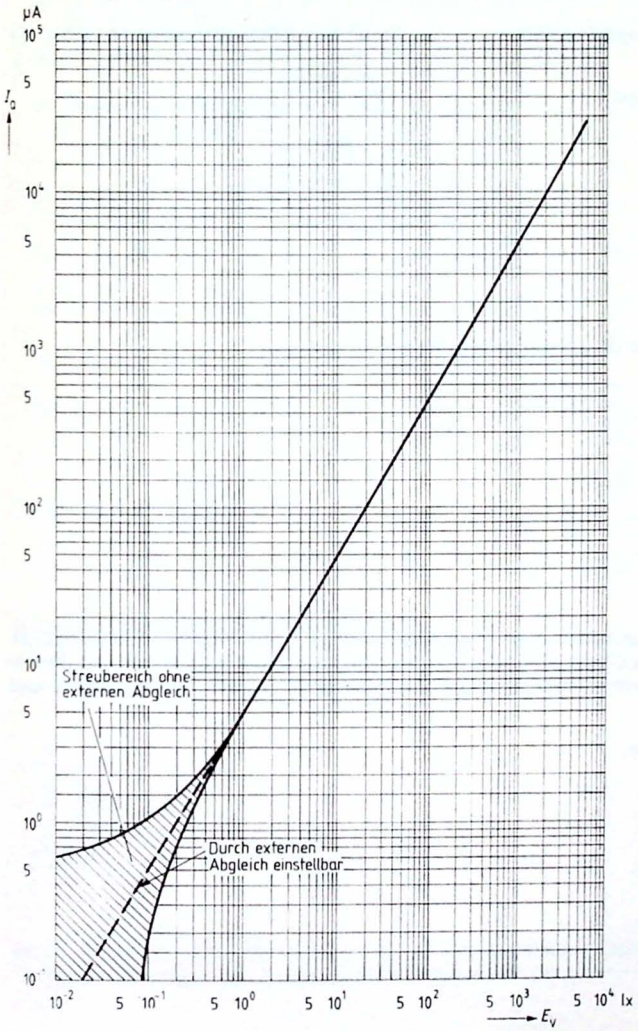
Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S		15	V
Ausgangsstrom	I_Q		50	mA
Verlustleistung	P_{tot}		200	mW
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	T_j T_{stg}	 −40	100 85	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		250	K/W

Kenndaten bei $T_U = 25$ °C,
Batteriespannung an Anschluß 5 angelegt

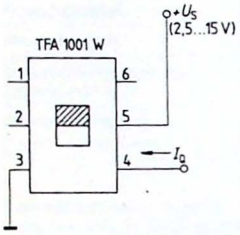
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_S	2,5		15	V
Stromaufnahme bei $E_v = 0$ lx	I_S	−10		1	mA
Umgebungstemperatur	T_U			70	°C
Beleuchtungsstärke	E_v	0		5000	lx
Empfindlichkeit im Bereich von $E_v = 1$ lx bis 1000 lx	S	2,5	5	7,5	µA/lx
Ausgangsstrom bei					
$E_v = 0{,}05$ lx	I_Q		0,25		µA
$E_v = 1$ lx	I_Q	2,5	5	7,5	µA
$E_v = 1000$ lx	I_Q	2,5	5	7,5	mA
$E_v = 5000$ lx	I_Q		25		mA
Stabilisierte Spannung an Anschluß 6	U_{Stab}	1,2	1,35	1,5	V
Batteriespannungsabhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{Stab}	$\Delta U_{Stab}/\Delta U_S$		2		mV/V
Temperaturabhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{Stab}	$\Delta U_{Stab}/\Delta T_U$		−0,3		mV/°C

Fotostrom $I_Q = f\ (E_v)$

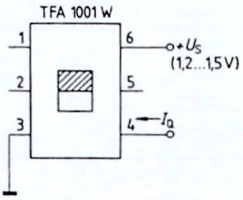


Einsatzmöglichkeiten des TFA 1001 W als Licht-Strom-Wandler

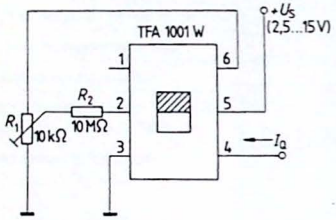
1) für Betriebsspannung 2,5 bis 15 V



2) für kleine Betriebsspannung 1,2 bis 1,5 V

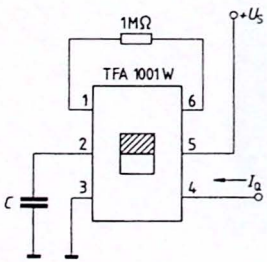


3) für besonders kleine Beleuchtungsstärke bis zu 0,01 lx herab

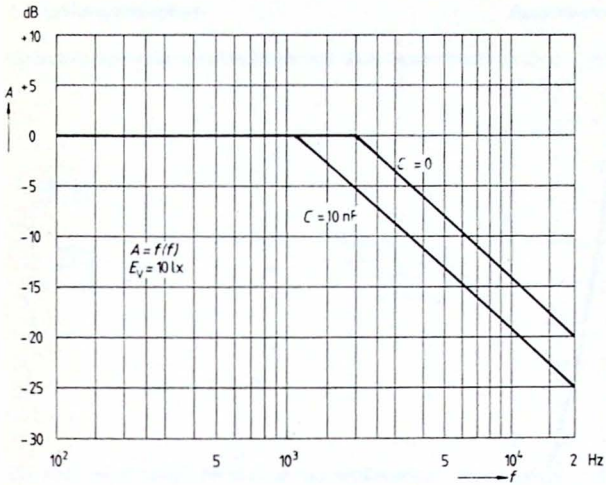


Für kleine Beleuchtungsstärken (siehe Kennlinie $I_Q = f(E_v)$) ist ein Abgleich des Ausgangsstromes mit dem Einstellregler R_1 möglich. Die Ausgangskennlinie kann im unteren Bereich noch etwas weiter linearisiert werden, indem ein Dunkelstrom von ca. 5 nA eingestellt wird.

Dynamisches Verhalten

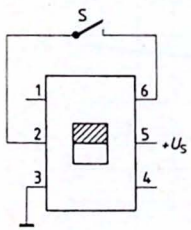


Am Anschluß 2 kann durch Kondensatorbeschaltung das dynamische Verhalten beeinflußt werden.



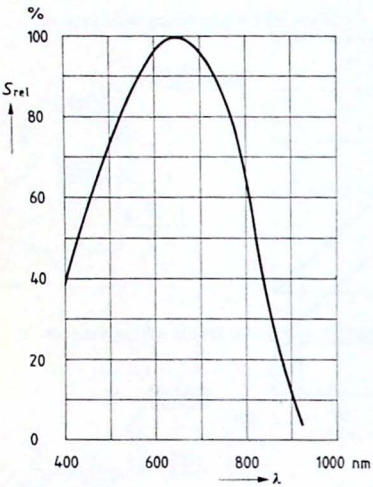
Dämpfung $A = \frac{I_Q(f)}{I_Q(f=0)}$

Abschalten des Ausgangs (Inhibit-Funktion)



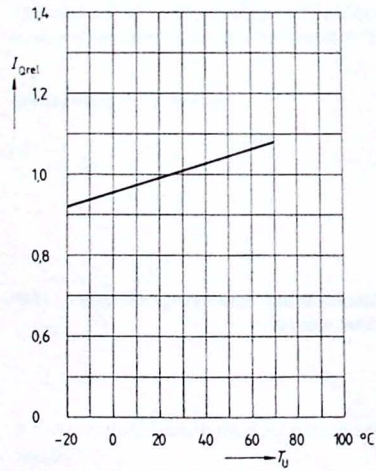
Durch Verbinden des Abgleicheingangs mit der stabilisierten Spannung (Schalter, PNP-Transistor, FET) kann der Ausgangsstrom abgeschaltet werden.

Relative spektrale Empfindlichkeit
$S_{rel} = f(\lambda)$



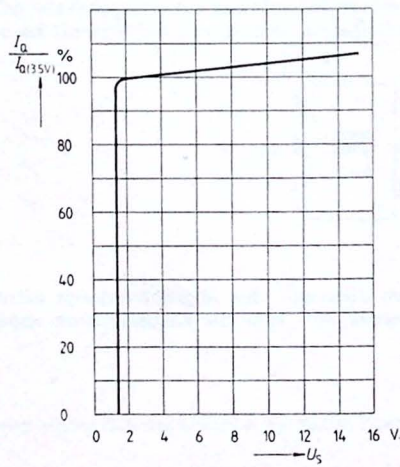
Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Umgebungstemperatur

$I_{Qrel} = f(T_U)$
im Bereich $E_v = 1$ lx . . . 1000 lx



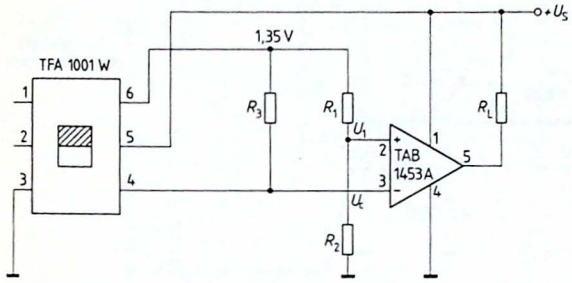
Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Batteriespannung

$\frac{I_Q}{I_Q(3{,}5\ V)} = f(U_S)$



Anwendungsbeispiele

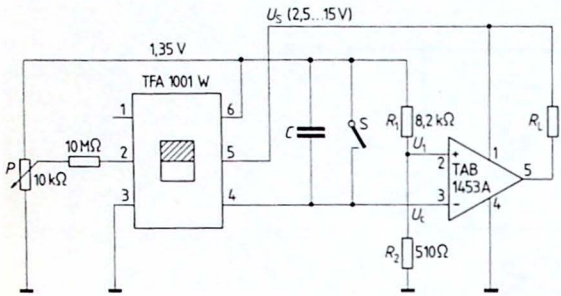
Einfacher Schwellenwertschalter mit dem Operationsverstärker TAB 1453 A



Die Abb. zeigt einen einfachen Schwellenwertschalter, wie er z.B. in Kameras zur Blendenumschaltung oder zur Anzeige der Beleuchtungsstärke verwendet werden kann. Als Komparator dient der Operationsverstärker TAB 1453 A. Er besitzt einen PNP-Eingang und kann bei sehr kleiner Versorgungsspannung arbeiten. Der Ausgang ist ein offener Kollektor, der Ströme bis 70 mA schalten kann.

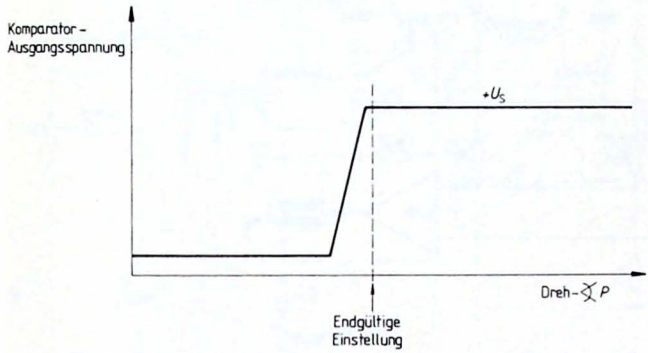
Da die Referenzspannung von Anschluß 6 als Bezugsspannung dient, ist die Schaltung sehr batteriespannungsunabhängig.

Verschlußzeit- bzw. Belichtungszeitsteuerung

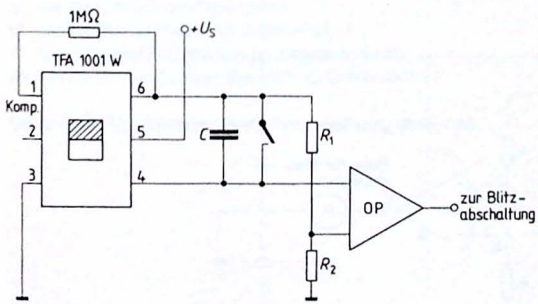


Eine Licht-Zeit-Steuerung zeigt die vorstehende Abb. Sie kann z.B. zur Verschlußsteuerung von Kameras oder zur Belichtungszeitsteuerung von Vergrößerungsgeräten verwendet werden. Auch diese Schaltung arbeitet weitgehend unabhängig von der Versorgungsspannung. Ein weiterer wesentlicher Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß während des größten Teils der Belichtungsdauer der Eingangsstrom des Komparators keine Rolle spielt, da der entsprechende Eingangstransistor völlig gesperrt bleibt. Mit dem Potentiometer P kann der Arbeitsbereich zu kleineren Beleuchtungsstärken ausgedehnt werden. Mit dem Öffnen des Schalters beginnt die Belichtung, der Kondensator C wird von Anschluß 4 des Foto-ICs aufgeladen. Unterschreitet die Spannung U_c die von den Widerständen R_1 und R_2 definierte Referenzspannung U_1, so schaltet der Komparator. Der Zusammenhang Belichtungsstärke – Zeit wird durch den Kondensator C definiert, mit U_1 ist eine Feineinstellung möglich, U_1 darf jedoch nicht kleiner als 0,4 V werden.

Die Einstellung des Dunkelstroms mittels des Potentiometers *P* kann in der Schaltung erfolgen. Hierzu wird der Kondensator *C* entfernt. Nun wird *P* bei Dunkelheit so eingestellt, daß der Ausgang des Komparators gerade noch gesperrt ist. Anschließend wird der Kondensator *C* eingefügt. (Siehe nachstehende Abb.)

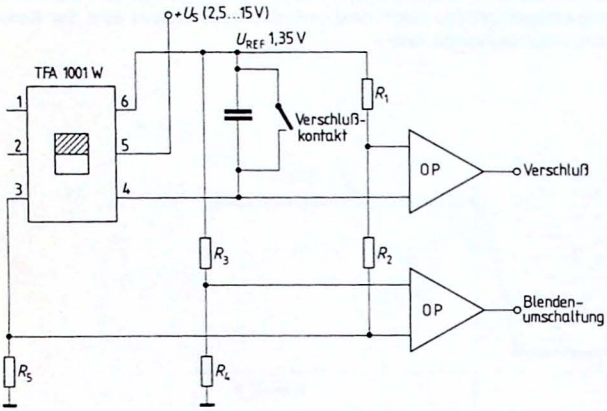


Prinzipschaltbild für eine Elektronenblitzsteuerung



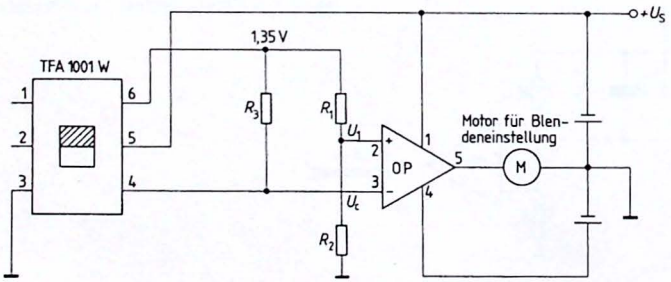
Auch für Elektronenblitzsteuerungen ist der TFA 1001 W verwendbar. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Beleuchtungsstärke 5 klx nicht überschreitet, gegebenenfalls ist ein Graufilter vorzuschalten. Um sehr kurze Zeiten steuern zu können, ist eine zusätzliche Kondensatorbeschaltung am Anschluß 1 vorteilhaft.

Kombinierte Blenden- und Zeitsteuerung



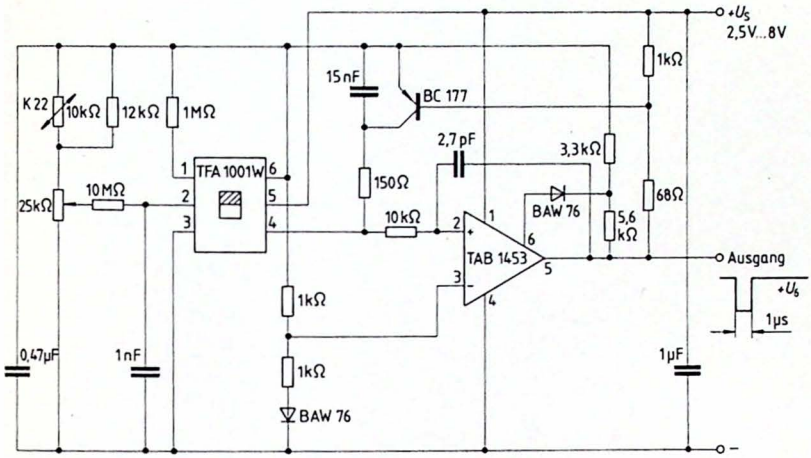
Blenden- und Zeitsteuerung sind auch kombinierbar, wobei die Information für die Blendenumschaltung aus dem Gesamtstrom des Foto-ICs entnommen wird (Spannungsabfall an R_5).

Blenden-Nachlaufsteuerung für Laufbildkamera



Der Operationsverstärker vergleicht den vom Fotostrom erzeugten Spannungsabfall an R_3 mit einer von der stabilisierten Spannung abgeleiteten Referenzspannung und steuert über den Motor M die Blende nach.

Licht-Frequenz-Wandler



Empfindlichkeit ≈ 600 Hz/lx
Bereich 4 Hz bis 400 000 Hz

- hohe Auflösung
- voll temperaturkompensiert
- großer Betriebsspannungsbereich
- hohe Betriebsspannungsunterdrückung
- großer dynamischer Bereich (5 Dekaden)

Besonders für digitale Weiterverarbeitung geeignet.

Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Eigenschaften		Temperatur-bereich
SAE 81C52 P SAE 81C52 G	P-DIP-16 P-DSO-20 (SMD)	Stat. CMOS-RAM 256 x 8 Bit	SAB 8051 kompatibel	−40...+85°C
SAE 81C54 P SAE 81C54 G	P-DIP-16 P-DSO-20 (SMD)	Stat. CMOS-RAM 512 x 8 Bit	SAB 8051 kompatibel	−40...+110°C Q67
SAE 81C80 B	PL-CC-44 (SMD)	Dual-Port RAM 504 x 8 Bit	Multiprozessor-System	−40...+110°C

SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C52 P	Q67100-H8003	P-DIP-16
SAE 81C52 G	Q67100-H8004	P-DSO-20(SMD)

Der SAE 81C52 P ist ein in CMOS Silicon-Gate-Technologie gefertigter statischer Schreib-/Lesespeicher (RAM). Der 2-Kbit-Speicher ist in 256 x 8 bit Worte organisiert. Über einen gemultiplexten Daten-/Adressenbus kann der SAE 81C52 P direkt mit 8-bit-NMOS-µP/µC ohne jegliche Zeit- oder Pegelprobleme kommunizieren. So z. B. mit den µP/µC Familien SAB 8085, SAB 8086, SAB 8048, SAB 8051 und SAB 80515.

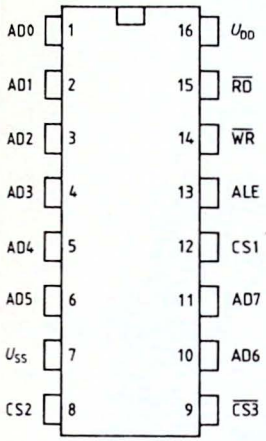
Mit Ausnahme des Eingangs CS1 sind alle Ein- und Ausgänge voll NMOS kompatibel. Die Datensicherung wird bis zu einer Spannung von $U_{DD} \geq 1{,}0$ V gewährleistet. Über drei verschiedene Eingänge können zwei verschiedene Chipselect Modes eingestellt werden, welche entweder die Adressen-/Dateneingänge (AD 0...AD 7) und die Kontrolleingänge ($\overline{WR}$, $\overline{RD}$, ALE, CS 2, CS 3) oder nur die Kontrolleingänge $\overline{RD}$, $\overline{WR}$ verriegeln. Im Standby Mode beträgt die maximale Leistungsaufnahme 5,5 µW, im Betrieb 2,75 mW. Bei nicht definierten Signalen an den Kontrolleingängen während des Standby Modes wird die Stromaufnahme nicht erhöht.

Eigenschaften

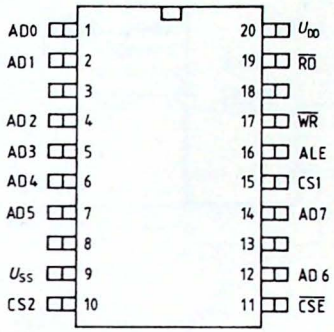
- 256 x 8-bit-Organisation
- Standby Mode
- Kompatibel zu den µC/µP Familien SAB 8085, SAB 8086, SAB 8048, SAB 8051, SAB 80515, u. a.
- Sehr niedrige Leistungsaufnahme
- Datensicherung bis $U_{DD} = 1$ V
- Drei verschiedene Chip-Selecteingänge zur Einstellung von 2 verschiedenen Chip-Select Modes.
- Keine erhöhte Stromaufnahme im Standby Mode bei undefiniertem Potential an den Kontrolleingängen
- Temperaturbereich: −40 °C bis +85 °C

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

SAE 81C52 P



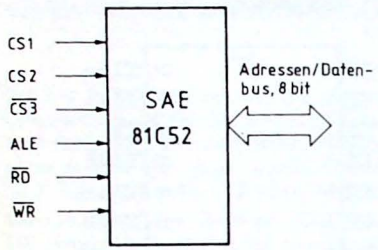
SAE 81C52 G



Anschlußbelegungen

Anschluß		Symbol	Funktion
SAE 81C52 G	**SAE 81C52 P**		
1, 2, 4, 5, 6, 7, 12, 14	1...6, 10, 11	AD 0...7	Adresse/Dateneingänge
15	12	CS 1	Chip select 1 active low; verriegelt alle Eingänge einschließlich Kontrolleingänge
16	13	ALE	Address latch enable
17	14	$\overline{WR}$	Write enable
19	15	$\overline{RD}$	Read enable
20	16	U_{DD}	Versorgungsspannung
9	7	U_{SS}	Masse (0 V)
10	8	CS 2	Chip select 2 verriegelt Kontrolleingänge $\overline{RD}$, $\overline{WR}$
11	9	$\overline{CS\ 3}$	Komplement zu CS 2

Logik Symbol

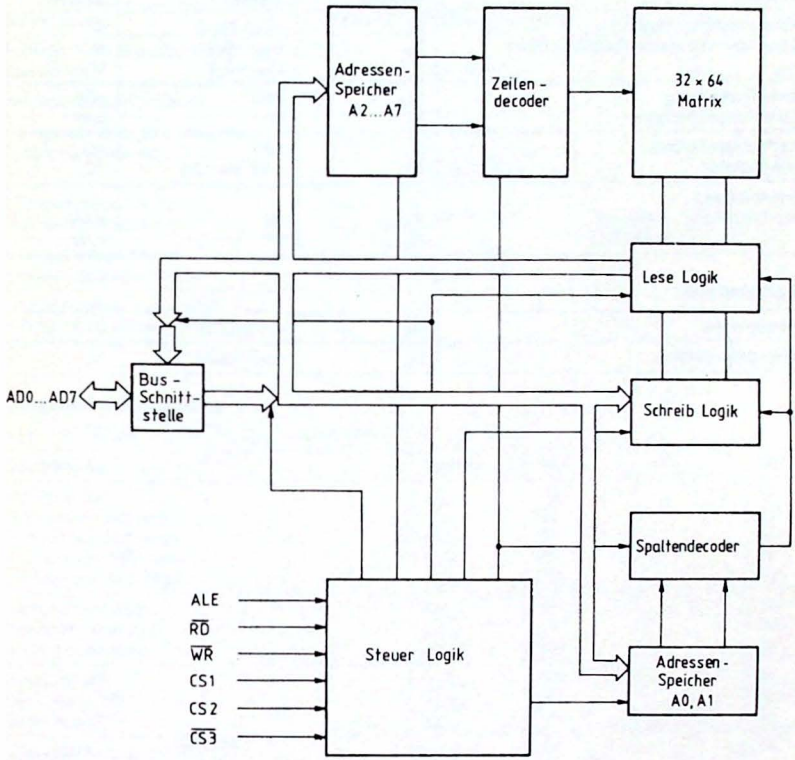


Wahrheitstabelle

CS 1	CS 2	CS 3	ALE	RD	WR	AD 0...AD 7	Funktion
L	*	*	*	*	*	Hochohmig (Tristate)	Standby
H	X	X	H	H	H	Adressen zum Speicher	Adressen speichern
H	H	L	L	L	H	Daten vom Speicher	lesen
H	H	L	L	H	L	Daten zum Speicher	schreiben
H	L	X	L	X	X	Hochohmig (Tristate)	keine
H	X	H	L	X	X	Hochohmig (Tristate)	keine

*: Pegel = U_{SS}...U_{DD}
X: Pegel = LOW oder HIGH

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung an Masse (U_{SS})	U_{DD}	−0,3 bis 6	V
Alle Eingangs- und Ausgangsspannungen	U_{IM}	U_{SS} −0,3 U_{DD} +0,3	V V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	250	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_Q	50	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand			
System-Umgebung P-DIP-16	$R_{th\ SU}$	70	K/W
P-DSO-20	$R_{th\ SU}$	95	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,5 bis 5,5	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40 bis 85	°C

Statische Kenndaten

$T_U = -40$ bis $+85$ °C; $U_{DD} = 4{,}5$ V bis 5,5 V, $U_{SS} = 0$ V

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Ruhestrom im Standby Mode Speisestrom	I_{DD} I_{DD}	 $f = 1$ MHz		1 500	µA µA
Haltespannung für Daten	U_{DD}		1,0		V
L-Eingangsstrom pro Eingang Ausgangsreststrom	I_{IL} I_{QLK}	$U_I = 0$ bis U_{DD} $U_O = 0$ bis U_{DD} hochohmig		1 1	µA µA
L-Eingangsspannung H-Eingangsspannung	U_{IL} U_{IH}	außer CS1	 2,2	0,8	V V
L-Ausgangsspannung H-Ausgangsspannung	U_{QL} U_{QH}	$I_{QL} = 1$ mA $I_{QH} = 1$ mA	 2,6	0,4	V V
L-Eingangsspannung CS1 H-Eingangsspannung CS1	U_{IL} U_{IH}		 $U_{DD}-1$	1	V V

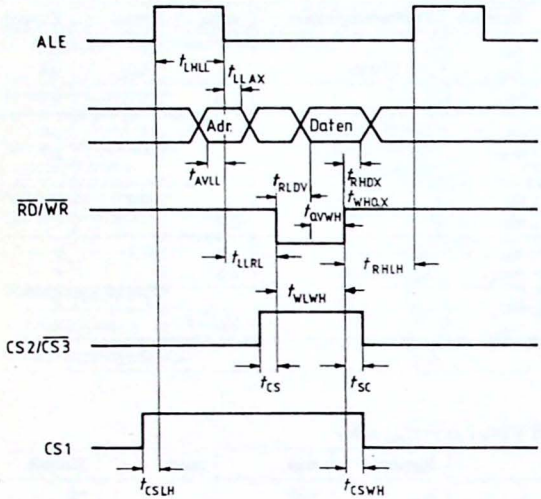
Dynamische Kenndaten

$T_U = -40$ °C bis $+85$ °C*); $U_{DD} = 4{,}5$ V bis 5,5 V; $U_{SS} = 0$ V

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
ALE Pulsbreite	t_{LHLL}	100		ns
ALE Low vor $\overline{RD}$ Low	t_{LLRL}	50		ns
$\overline{RD}$ High vor ALE High	t_{RHLH}	30		ns
ALE Low vor $\overline{WR}$ Low	t_{LLWL}	50		ns
$\overline{WR}$ High vor ALE High	t_{WHLH}	30		ns
Adressen vor ALE	t_{AVLL}	25		ns
Adressen nach ALE	t_{LLAX}	20		ns
$\overline{RD}$, $\overline{WR}$ Pulsbreite	t_{WLWH}	250		ns
Daten vor $\overline{WR}$	t_{QVWH}	100		ns
Daten nach $\overline{WR}$	t_{WHQX}	30		ns
Daten nach $\overline{RD}$	t_{RHDX}		90	ns
Chip select (2, 3) vor $\overline{RD}$, $\overline{WR}$	t_{CS}	50		ns
Chip select (2, 3) nach $\overline{RD}$, $\overline{WR}$	t_{SC}	50		ns
Chip select 1 vor ALE	t_{CSLH}	20		ns
Chip select 1 nach $\overline{RD}$, $\overline{WR}$	t_{CSWH}	50		ns
Ausgangs-Verzögerungszeit	t_{RLDV}		200	ns
Eingangskapazität gegen U_{SS} pro Eingang	C_I		10	pF

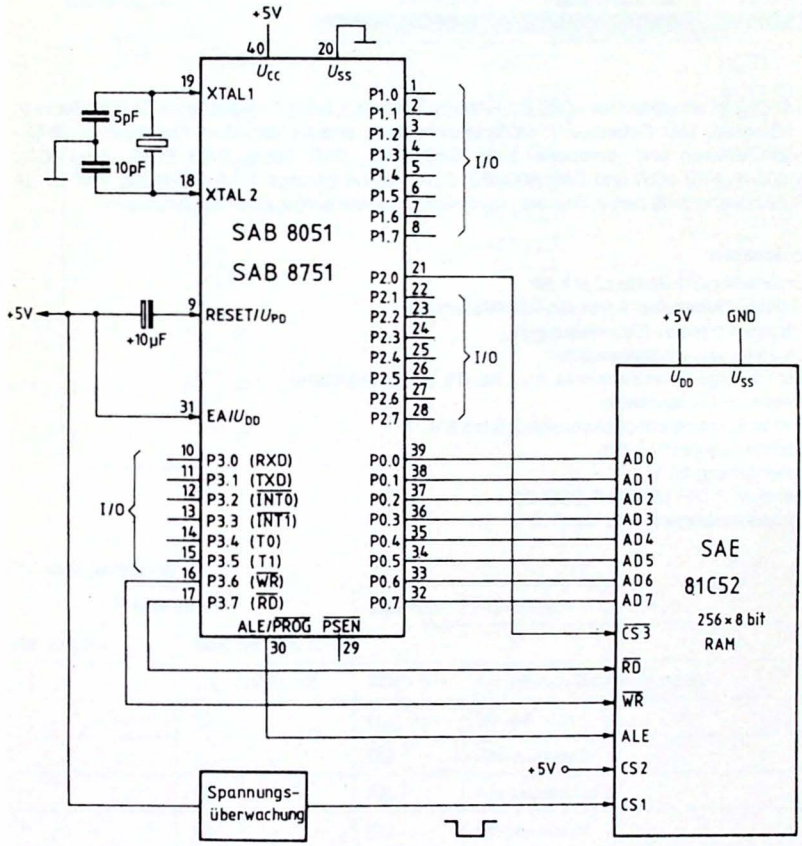
*) Spezifikationen bis 110 °C auf Anfrage

Zeitdiagramm



Anwendungsbeispiel

SAE 81C52 mit dem µC SAB 8051



Vorläufige Daten **CMOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C54	Q67100-H8486	P-DIP-16
SAE 81C54 G	Q67100-H8487	P-DSO-20 (SMD)

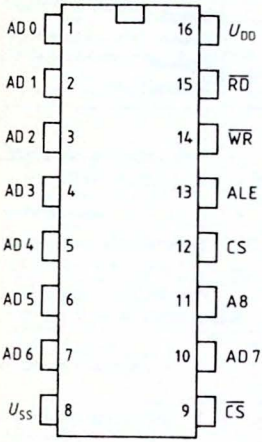
SAE 81C54 ist ein statisches 4096-Bit-RAM (512 Worte x 8 Bit) in Advanced-CMOS-Technik. Der Adressen- und Datenbus in Multiplexschaltung erlaubt direkten Anschluß an 8-Bit-Mikroprozessoren und -computer, z. B. SAB 8085, SAB 8086, SAB 8088, SAB 8048, SAB 80C48, SAB 8051 und SAB 80C482. Durch seine geringe Verlustleistung von <1 µA im Ruhezustand stellt dieser Baustein minimale Stromversorgungsanforderungen.

Eigenschaften

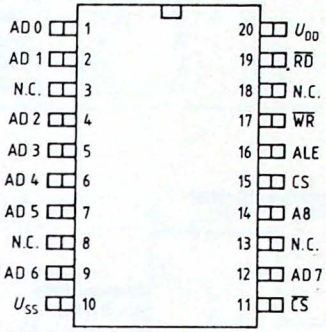
- Organiation 512 Worte zu je 8 Bit
- Multiplexbetriebener Adressen- und Datenbus
- Tristate-Adressen-/Datenleitungen
- Chipinternes Adressenregister
- Sehr geringe Stromaufnahme: 1 µA bei 6 V im Ruhezustand
- Zweifache Chipauswahl
- Breiter Speisespannungsbereich 2,5 bis 6 V
- Vollkompatibel 5 V ±10%
- Datenhaltung 1,0 V
- Gehäuse P-DIP-16 oder P-DSO-20
- Temperaturbereich −40 bis +110 °C

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

SAE 81C54



SAE 81C54 G



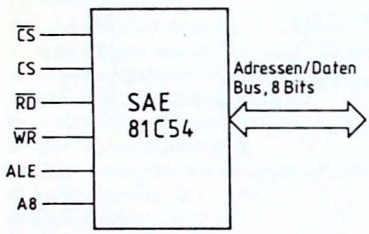
Anschlußbelegung

Anschluß		Symbol	Funktion
SAE 81C54	**SAE 81C54 G**		
1–7, 10	1, 2, 4-7, 9, 12	AD0–7	Adressen-/Datenleitungen
8	10	U_{SS}	Masse
9	11	$\overline{CS}$	Chipauswahl
11	14	A8	Adressenleitung
12	15	CS	Chipauswahl
13	16	ALE	Adressen-Signalspeicher-Freigabe
14	17	$\overline{WR}$	Schreibfreigabe
15	19	$\overline{RD}$	Lesefreigabe
16	20	U_{DD}	Speisespannung 2,5 V bis 6 V
	3, 8, 13, 18	N.C.	frei

Wahrheitstabelle für Steuer- und Datenbus-Anschlußzustand:

$\overline{CS}$	CS	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	AD0-7 während Datenphase	Funktion
H	X	X	X	hochohmig	keine
X	L	X	X	hochohmig	keine
L	H	L	H	Daten von Speicher	Lesen
L	H	H	L	Daten an Speicher	Schreiben

Logisches Symbol



Grenzdaten

Bezeichnung		Symbol	Werte	Einheit
Umgebungstemperatur		T_U	−40 bis 110	°C
Lagertemperatur		T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	P-DIP-16	$R_{th\ SU}$	70	K/W
	P-DSO-20	$R_{th\ SU}$	95	K/W

Statische Kenndaten

$T_U = -40$ bis $+85$ °C; $U_{DD} = 2{,}5$ bis 6 V; $U_{SS} = 0$ V

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Bereitschaft	I_{DD}				1	µA
Speisestrom Betrieb	I_{DD}	100 kHz ALE		500		µA
Speisespannung Betrieb	U_{DD}		2,5		6	V
Speisespannung Bereitschaft	U_{DD}	Datenhaltung	1,0		6	V
Eingangsstrom	I_{IL}	U_I = 0-6 V			1	µA
Ausgangsreststrom	I_{QL}	U_Q = 0-6 V hochohmig			1	µA
L-Eingangsspannung $U_{DD} < 4{,}5$ V	U_I		−0,8		0,6	V
L-Eingangsspannung $U_{DD} > 4{,}5$ V	U_{IL}		−0,8		0,8	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		0,6 x U_{DD}		U_{DD}+0,8	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_{DD} = 5 V	2,0		U_{DD}+0,8	V
L-Ausgangsspannung $U_{DD} < 4{,}5$ V	U_{QL}	I_{QL} = 1 mA			0,4	V
L-Ausgangsspannung $U_{DD} > 4{,}5$ V	U_{QL}	I_{QL} = 2 mA			0,4	V
H-Ausgangsspannung $U_{DD} < 4{,}5$ V	U_{QH}	I_{QH} = 1 mA	0,75 x U_{DD}			V
H-Ausgangsspannung $U_{DD} > 4{,}5$ V	U_{QH}	I_{QH} = 2 mA	0,75 x U_{DD}			V

Dynamische Kenndaten

$T_U = -40$ bis $+85\,°C$; $U_{DD} = 4{,}5$ bis $6\,V$; $U_{SS} = 0\,V$

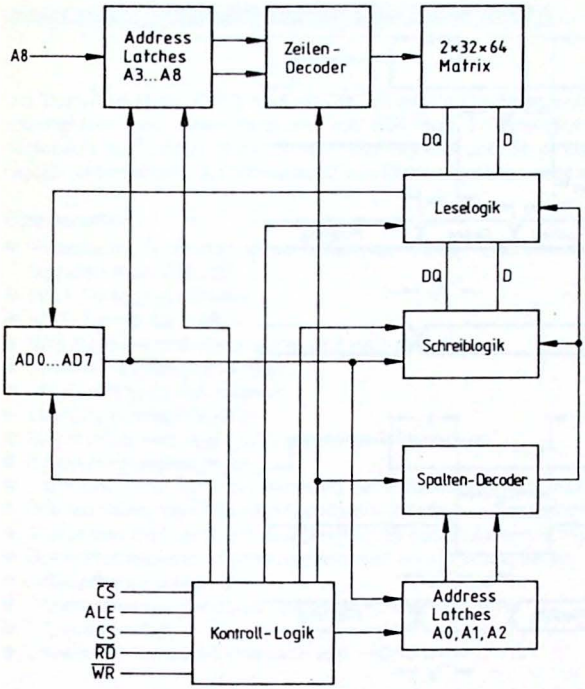
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
ALE-Impulsbreite	t_{LL}	40		ns
Adressenaufbau vor ALE Adressen-Haltezeit nach ALE	t_{AL} t_{LA}	25 25		ns ns
$\overline{WR}$-Impulsbreite $\overline{RD}$-Impulsbreite	t_{CC} t_{CW}	60 130		ns ns
Datenaufbau vor $\overline{WR}$ Daten-Haltezeit nach $\overline{WR}$ Daten-Haltezeit nach $\overline{RD}$	t_{DW} t_{WD} t_{DR}	70 20	 30	ns ns ns
Zugriffszeit $\overline{RD}$ auf Datenausgabe Adresse hochohmig bis $\overline{RD}$	t_{RD} t_{AFC}	 0	130	ns ns
CS vor ALE CS nach $\overline{WR}$ oder $\overline{RD}$	t_{CS} t_{SC}	30 10		ns ns
ALE bis $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ bis ALE = High	t_{LC} t_{CL}	35 25		ns ns

Dynamische Kenndaten

$T_U = -40$ bis $+85\,°C$; $U_{DD} = 2{,}5$ bis $6\,V$; $U_{SS} = 0\,V$

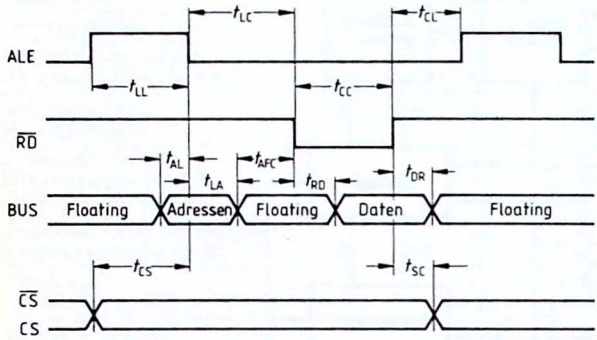
ALE-Impulsbreite	t_{LL}	60		ns
Adressenaufbau vor ALE Adressen-Haltezeit nach ALE	t_{AL} t_{LA}	40 60		ns ns
$\overline{WR}$-Impulsbreite $\overline{RD}$-Impulsbreite	t_{CC} t_{CW}	200 350		ns ns
Datenaufbau vor $\overline{WR}$ Daten-Haltezeit nach $\overline{WR}$ Daten-Haltezeit nach $\overline{RD}$	t_{DW} t_{WD} t_{DR}	200 60	 95	ns ns ns
Zugriffszeit $\overline{RD}$ auf Datenausgabe Adresse hochohmig bis $\overline{RD}$	t_{RD} t_{AFC}	 0	350	ns ns
CS vor ALE CS nach $\overline{WR}$ oder $\overline{RD}$	t_{CS} t_{SC}	80 30		ns ns
ALE bis $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ bis ALE = High	t_{LC} t_{CL}	60 30		ns ns

Blockschaltbild

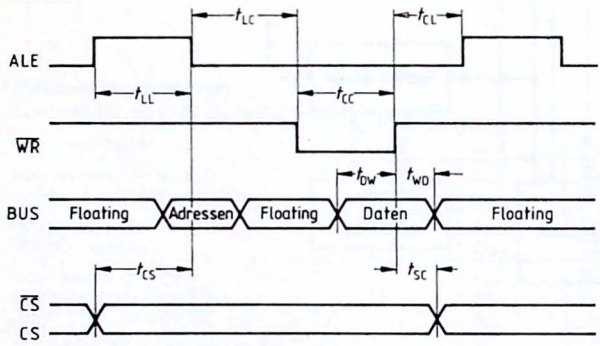


Diagramme

Lesen



Schreiben



Vorläufige Daten CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C80 B	Q67100-H8390	PL-CC-44 (SMD)

Das Dual-Port-RAM (DPR) SAE 81C80 ist ein CMOS-Speicherbaustein mit zwei Prozessorschnittstellen und einer Kapazität von 504 Byte. Es ermöglicht zwei Mikrocontrollern den Austausch von Daten ohne Handshake-Signale und ohne Wartezeiten. 8 Reservierungsregister unterstützen die Verwaltung von Datenbereichen oder externen Resourcen.

Eigenschaften

- Prozessorschnittstelle mit gemultiplextem Adreß- und Datenbus sowie den Signalen ALE, $\overline{WR}$, $\overline{RD}$
- 8051-Timing bis 10 MHz
- 8096-Timing bis 9 MHz
- SAB 8086-Familie kompatibel (mit wait-states)
- Speicherkapazität 504 Byte
- Alle Funktionen voll statisch
- Standby-Betrieb möglich
- Eingebauter Oszillator mit separatem Taktausgang
- 8 Reservierungsregister
- 3 ladbare Timer zur Überwachung der Prozessoren oder als Langzeit-Timer einsetzbar
- Überwachung des internen Oszillators (Hardware-Watchdog)
- 3 über den Bus setzbare Ausgänge (z. B. zum Auslösen eines Interrupts)
- Beide Prozessoren können vollkommen asynchron arbeiten
- Datenerhaltung bis 1 V
- Oberflächenmontierbares Gehäuse PL-CC-44
- TTL-kompatibel
- Erweiterter Temperaturbereich von −40 °C bis +110 °C

Funktionsbeschreibung

Das Dual-Port-RAM enthält 504 Bytes, auf die von beiden Prozessoren zugegriffen werden kann. Die Speicherstellen werden über einen gemultiplexten Adress- und Datenbus und zwei Chip-select-Eingänge ausgewählt. Durch die $\overline{RD}$- und $\overline{WR}$-Eingänge wird die Richtung des Datentransfers bestimmt. Bei gleichzeitigem Zugriff auf eine Speicherstelle treten keine undefinierten Zustände auf, insbesondere auch dann nicht, wenn von beiden Prozessoren auf die gleiche Speicherstelle geschrieben wird. Abhängig vom inneren Zustand der Zugriffssteuerung und der wirklichen physikalischen Reihenfolge wird der Wert von einem der beiden Ports abgespeichert. Auch bei gleichzeitigem Lesen und Schreiben der gleichen Speicherstellen ergibt sich keine Vermischung von Daten, d. h. es werden entweder noch die ursprünglichen oder bereits die neuen Daten ausgelesen.

Interrupt-Ausgänge

Das Dual-Port-RAM besitzt drei Ausgänge, die durch Beschreiben einer Adresse (siehe Tabelle 1) direkt gesetzt und rückgesetzt werden können. Die Interruptausgänge liegen im gleichen Adressbereich wie die Reservierungsregister. Für die Interruptausgänge sind jedoch nur Bit 2 und Bit 3 relevant. Um die Reservierungsregister nicht zu beeinflussen, sollte mindestens eines der Bits 0 oder 1 von „1" verschieden sein. Die Funktion der Ausgänge kann dem nachfolgenden Diagramm entnommen werden.

$\overline{\text{RES}}$-Pin	Bit 3	Bit 2	Ausgang
1	0	0	keine Änderung
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	undefiniert
0	–	–	0

Adressen der Interrupt-Ausgänge siehe Tabelle 1

Reset

Der Reset wird benötigt, um die Steuerwerke des DPR in eine definierte Anfangslage zu setzen. Dabei werden die Timermoderegister mit dem Wert $0000XXX0_B$ (für Timer 1 und 2) bzw. $00000XX0_B$ (für Timer 3) geladen. Die Int/-Ausgänge werden auf den Wert „0" gesetzt.

Während der Reseteingang auf Low Potential liegt, werden die Ausgänge $\overline{\text{WD1}}$, $\overline{\text{WD2}}$ und $\overline{\text{WD3}}$ auf Low Potential geschaltet, nach dem Resetimpuls sind diese Ausgänge auf Highpotential.

Ein Reset ist auch dann nötig, wenn das DPR vom Power-Down Mode wieder aktiviert wird. Der Inhalt des RAMs und der Oszillator werden vom Reset nicht beeinflußt.

Power-Down (Standby)

Wenn der Power-Down-Anschluß aktiviert wird, werden alle Eingänge (außer $\overline{\text{PD}}$ und XTAL1, XTAL2) sowie der Oszillator gesperrt. Dies erlaubt an den übrigen Eingängen beliebige Pegel.

Außerdem bewirkt ein aktiver Pegel an $\overline{\text{PD}}$ einen internen Reset. Trotzdem sollte für einen einwandfreien Betrieb nach dem Deaktivieren des Power-Down-Modes ein externer Reset erfolgen. Die Ausgänge der Ports gehen in einen hochohmigen Zustand, während die Ausgänge CLKO, $\overline{\text{WD0}}$, $\overline{\text{WD1}}$, $\overline{\text{WD2}}$, $\overline{\text{WD3}}$, $\overline{\text{INT1}}$, $\overline{\text{INT2}}$ sowie $\overline{\text{INT3}}$ auf Low-Pegel gesetzt werden.

Reservierungsregister

Bei einem Dual-Port-RAM sind mehrere Zugriffskonflikte denkbar:

- das gleichzeitige Lesen der gleichen Speicherstelle von beiden Ports
- das gleichzeitige Schreiben der gleichen Speicherstelle von beiden Ports
- das Lesen eines logisch zusammengehörigen Datenbereichs von einem Port, während dieser vom anderen Port verändert wird.

Die beiden ersten Probleme wurden durch schaltungstechnische Maßnahmen innerhalb des DPR's gelöst. Für das dritte Problem steht mit den acht Reservierungsregistern ein Hilfsmittel für die **Software** zur Verfügung.

Ohne diese Reservierungsregister müßte die Verwaltung von Datenbereichen über eine gewöhnliche Speicherstelle in Form von Zugriffsflags geschehen.

Dies erfordert allerdings 3 Zugriffe:

- Erster Zugriff: Lesen der Flags und feststellen, ob der Datenbereich frei ist
- Zweiter Zugriff: Setzen der Flags für eine eigene Reservierung
- Dritter Zugriff: Lesen der Flags und überprüfen, ob die eigene Reservierung nicht vom anderen Port überschrieben wurde.

Die Verwendung der Reservierungsregister ermöglicht die Synchronisation mit **einem** Zugriff, da die Reservierung bereits beim Lesen vorgenommen wird und vom anderen Port nicht mehr überschrieben werden kann.

Das heißt, wenn das Register nicht belegt war, wird es durch **Lesen geschrieben!**

Diese Register sind – wie aus obiger Beschreibung ersichtlich – keine gewöhnlichen Speicherstellen, sondern werden durch ein Schaltwerk gebildet.

Dieses Schaltwerk hat vier Zustände **(s. Bild 1):**

- Zustand 1: Port 1 war Vorbesitzer und das Register ist frei
- Zustand 2: Port 1 belegt das Register
- Zustand 3: Port 2 war Vorbesitzer und das Register ist frei
- Zustand 4: Port 2 belegt das Register

Der Zustand eines Registers kann durch Lesen der betreffenden Adresse abgefragt werden, allerdings bewirkt das Lesen einen anschließenden Zustandswechsel **(die Pfeile in Bild 1).** Beim Lesen wird eine 2-bit-Information geliefert:

- Bit 0 ist das Eigentümer-Bit. Es ist gesetzt, wenn der lesende Port Eigentümer des Registers ist bzw. war.
- Bit 1 ist das „belegt"-Bit. Es ist gesetzt, wenn das Register von einem Port reserviert wurde.
- Bit 2 – Bit 7 sind immer 0.

Das Reservieren erfolgt durch Lesen des Registers, das Freigeben durch Beschreiben mit $XXXXXX11_B$ (wobei bei Bit 2 und Bit 3 auf die Interruptausgänge geachtet werden sollte). Ein korrektes Protokoll unter Verwendung der Reservierungsregister hat also folgende Form:

1 Lesen des Reservierungsregisters
2 Überprüfen ob „belegt"-Bit gesetzt und Eigentümerbit nicht gesetzt ist.
  Wenn nein, zurück zu 1, sonst weiter mit 3
3 Datenbereich bearbeiten
4 Freigeben des Reservierungsregisters durch Schreiben des Wertes 03_H an die Adresse des Registers
5 Ende

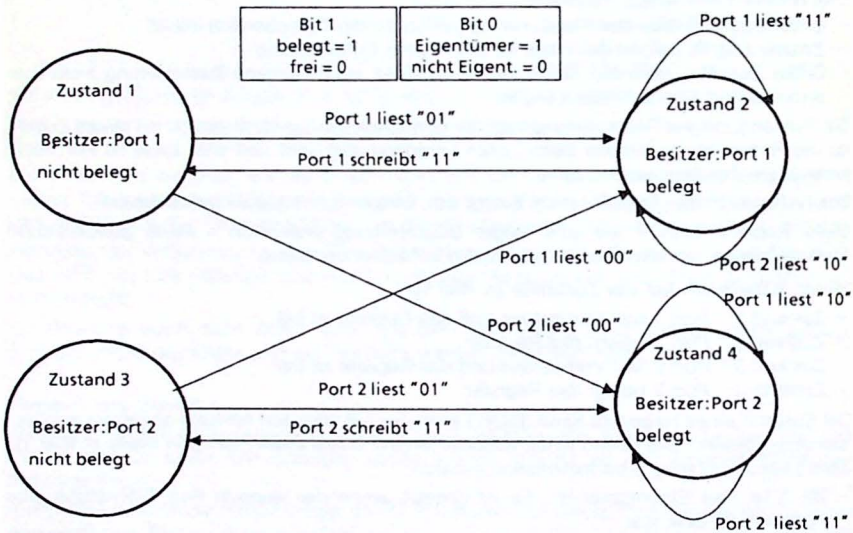
In Fällen, in denen die Bearbeitung eines Datenbereichs nur sinnvoll ist, wenn vorher der andere Prozessor zugegriffen hatte, kann dies durch getrennte Auswertung von „belegt"- und Eigentümerbit in Schritt 2 erfolgen:

2a Eigentümerbit gesetzt? Wenn ja, weiter mit 5, sonst weiter mit 2b
2b „belegt-Bit" gesetzt? Wenn ja, zurück zu 1, sonst weiter mit 3.

Wenn beide Ports genau gleichzeitig zugreifen, wird Schreiben vor Lesen und bei gleichartigem Zugriff (beide Ports lesen oder beide Ports schreiben) Port 1 vor Port 2 behandelt.

Die Adressen der Reservierungsregister sind **Tabelle 1** zu entnehmen.

Bild 1 Zustandsdiagramm der Reservierungsregister
(Von den Daten sind nur die beiden niederwertigsten Bits in Anführungszeichen dargestellt)



Hinweise

1) Am Eigentümerbit kann erkannt werden, wer zuletzt auf das Register zugegriffen hatte.
2) Schreiben verändert nur den Zustand, wenn der entsprechende Port „Besitzer" des Registers ist

Oszillator-Watchdog

Wenn die Frequenz des Taktes eine untere Grenze (ca. 100 kHz) unterschreitet schaltet dieser Ausgang auf „Low"-Potential.

Timer

Die drei Timer sind 24-bit-Zähler mit einer Taktfrequenz von $f_{OSZ}/6$. Jeder der Zähler kann durch Beschreiben von 3 bestimmten RAM-Adressen gesetzt werden. Dabei wird der Wert

ins RAM und gleichzeitig in ein Puffer-Register des Timers übernommen. Beim Beschreiben des Low-Bytes übernimmt das Reload-Register alle 3 Byte parallel. Der Wert im Reload-Register bleibt in allen Betriebsarten so lange erhalten, bis das zugehörige Low-Byte erneut beschrieben wird. Die Zähler sind Abwärtszähler. Durch Setzen von Bit 7 im zugehörigen TMR können die Zähler gestartet werden. Zähler 3 kann zusätzlich durch ein externes Triggersignal (TS 3) gestartet werden (Bit 6 im TMR muß dazu rückgesetzt sein). Durch je ein Timermoderegister (TMR) kann der jeweilige Zähler konfiguriert werden. Die Bits der TMR haben folgende Bedeutung:

Bit 0: schützt das Reloadregister gegen Überschreiben.
Anwendung: Nach Beschreiben der Reload-Register kann nach dem Starten des Timers – durch Beschreiben des zugehörigen Schutzbits – der parallel liegende RAM-Bereich genutzt werden, ohne daß das Reload-Register beeinflußt wird. (Resetlage = 0)

Bit 4: dient zur Umschaltung der Polarität des Ausgangssignals (Resetlage = 0)
Bit 4 = 0; Ruhezustand 1, aktiv 0
Bit 4 = 1; Ruhezustand 0, aktiv 1

Bit 5: schaltet die Betriebsart um (Resetlage = 0):
Bit 5 = 0 Single-Shot, d. h. wenn der Zähler gestartet wird, wird das Ausgangssignal aktiv. Nach Erreichen der Nullstellung geht das Ausgangssignal wieder zurück. Zum Auslösen einer weiteren Zählperiode muß der Timer erneut gestartet werden. Dabei lädt er die Werte aus dem Reloadregister in den Zähler nach.
Bit 5 = 1 Auto-Reload, d. h. beim Starten des Zählers wird der Wert des Reload-Registers in den Zähler geladen. Bei Erreichen der Nullstellung gibt er einen Impuls ($\sim 48\ t_{OSZ}$) aus und lädt den alten Wert automatisch nach und der ganze Vorgang beginnt von vorne, so daß eine Frequenz mit 24-bit-Auflösung (kleinste Periodendauer 54 t_{OSZ}) einstellbar ist. Falls in der Zählperiode ein neuer Startimpuls (auch ohne „STOP") erfolgt, wird kein Impuls ausgegeben und der Zähler neu geladen.

Bit 6: In der Reload-Betriebsart kann der Timer durch Setzen dieses Bits (Bit 5 muß dazu 0 sein) angehalten werden. (Bei Neustart geht der Zählerinhalt verloren, allerdings nicht der Inhalt der Reloadregister)

Bit 7: Das Setzen dieses Bits startet den Zähler.

Nur für die Register von Timer 1 und 2

Bit 1-3: dienen in Zusammenhang mit Bit 0 zum Ein- bzw. Ausschalten der Watchdogbetriebsart.

Nur für das Register von Timer 3

Bit 1-2: reserviert (sollten für ordnungsgemäßen Betrieb immer 0 sein)

Bit 3: schaltet **alle 3** Timer in Testmode, d. h. nur die oberen 12 Bit werden zur Erzeugung des Ausgangssignals verwendet. (Resetlage = 0)

Watchdog-Betriebsart

Für die Timer 1 und 2 wurde eine spezielle Betriebsart geschaffen, die zur Überwachung der beiden angeschlossenen Prozessoren eingesetzt werden kann. Für diese Betriebsart wird je Timer ein weiteres Register **(Adresse s. Tabelle 1)** – im folgenden Kontrollregister (KR)

genannt – eingesetzt. Die Watchdogbetriebsart wird eingestellt, in dem das TMR mit dem Wert „$101X1111_B$" geladen wird, wobei mit Bit 4 die Polarität des Ausgangssignals frei wählbar ist. Diese Betriebsart arbeitet ähnlich wie die Auto-Reload-Betriebsart, nur kann hier weder der Inhalt des Reloadregisters noch das TMR verändert werden.

Im Watchdogbetrieb kann der Timer nur dann neu gestartet (und damit der Ausgangsimpuls unterdrückt) werden, wenn in das Kontrollregister nacheinander die Werte 055_H und $0AA_H$ geschrieben werden. Die Zeit zwischen diesen beiden Schreibzugriffen ist beliebig, allerdings darf zwischen den beiden Operationen weder in das Timermode-Register noch in das Kontrollregister irgendein Wert geschrieben werden, sonst muß die Sequenz neu begonnen werden.

Um den Timer in die Normalbetriebsart zurückzusetzen, muß nacheinander, zuerst in das Kontrollregister der Wert 055_H, dann in das TMR der Wert $011X0000_B$ und zuletzt in das Kontrollregister der Wert $0AA_H$ geschrieben werden. Auch hier gilt, wenn in dieser Sequenz irgendein anderer Wert in eines der beiden Register geschrieben wird, muß die gesamte Operation neu gestartet werden. Die Zeit zwischen den Zugriffen ist beliebig.

Auf Seite 861 ist in einem Beispielprogramm für den SAB 8051 – die Bedienung des Timers in der Watchdog-Betriebsart dargestellt.

Bild 2
Bit-Zuordnung der Timermode-Register für Timer 1 und Timer 2

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Software Start (= 1)	Timer Stop (= 1) bei Autoreload	Betriebsart (Autoreload = 1 Single Shot = 0)	Polarität des Ausgangs-Impulses (High = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normal-betrieb = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normal-betrieb = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normal-betrieb = 0)	Schutz (= 1) schützt das Reload-register gegen Über-schreiben

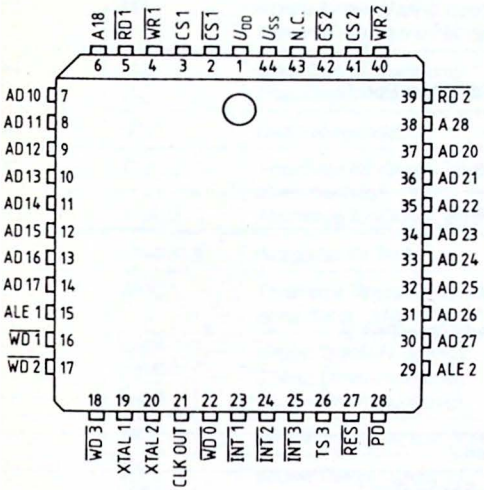
Bild 3
Bit-Zuordnung des Timermode-Registers für Timer 3

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Software Start (= 1)	Timer Stop (= 1) bei Autoreload	Betriebsart (Autoreload = 1 Single Shot = 0)	Polarirät des Ausgangs-Impulses (High = 0)	Test (= 1) schaltet Timer in Testmode	reserviert (Normal-betrieb = 0)	reserviert (Normal-betrieb = 0)	Schutz (= 1) schützt das Reload-register gegen Über-schreiben

Tabelle 1
Adreß-Zuordnung der Register des DPR

Register		Adresse
Reservierungs-Register	1	$1F8_H$
Reservierungs-Register	2	$1F9_H$
Reservierungs-Register	3	$1FA_H$
Reservierungs-Register	4	$1FB_H$
Reservierungs-Register	5	$1FC_H$
Reservierungs-Register	6	$1FD_H$
Reservierungs-Register	7	$1FE_H$
Reservierungs-Register	8	$1FF_H$
Timermode-Register	1	$1E0_H$
Timermode-Register	2	$1E4_H$
Timermode-Register	3	$1E8_H$
High Byte Timer	1	$1E3_H$
Medium Byte Timer	1	$1E2_H$
Low Byte Timer	1	$1E1_H$
High Byte Timer	2	$1E7_H$
Medium Byte Timer	2	$1E6_H$
Low Byte Timer	2	$1E5_H$
High Byte Timer	3	$1EB_H$
Medium Byte Timer	3	$1EA_H$
Low Byte Timer	3	$1E9_H$
Kontrollregister Timer	1	$1EC_H$
Kontrollregister Timer	2	$1ED_H$
Interruptausgang	1	$1F8_H$
Interruptausgang	2	$1F9_H$
Interruptausgang	3	$1FA_H$

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



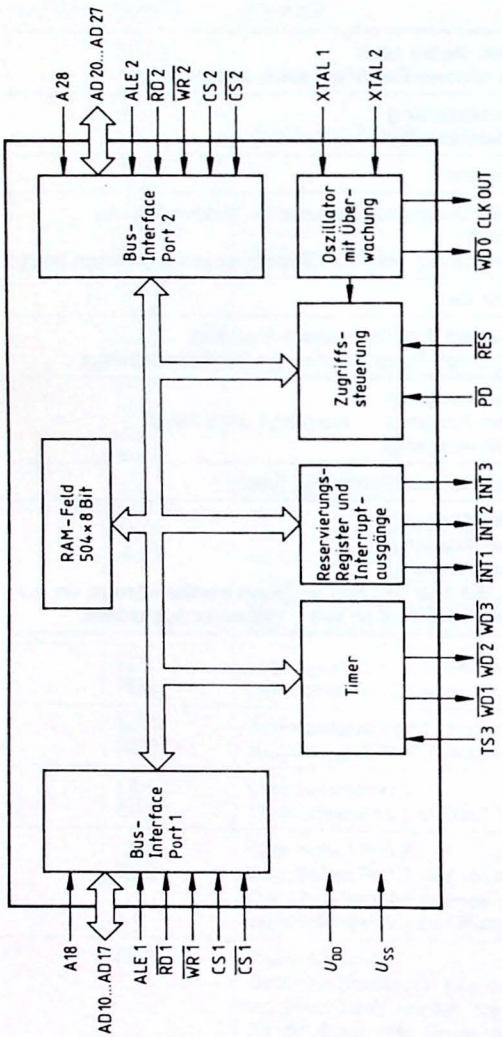
Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
7 8 9 10 11 12 13 14	AD10 AD11 AD12 AD13 AD14 AD15 AD16 AD17	Daten- und Adreßbus Port 1
6	A18	Adresse 8 Port 1
37 36 35 34 33 32 31 30	AD20 AD21 AD22 AD23 AD24 AD25 AD26 AD27	Daten- und Adreßbus Port 2
38	A28	Adresse 8 Port 2
15 29	ALE1 ALE2	Adreß-Latch-Enable Port 1 Adreß-Latch-Enable Port 2 Diese Signale dienen zum Trennen von Daten und Adressen am Bus. An der fallenden Flanke des Signals wird die entsprechende Adresse abgespeichert.
5 39	$\overline{RD1}$ $\overline{RD2}$	Lesesignal Port 1 (Active Low) Lesesignal Port 2 (Active Low)
4 40	$\overline{WR1}$ $\overline{WR2}$	Schreibsignal Port 1 (Active Low) Schreibsignal Port 2 (Active Low)
3 2	CS1 $\overline{CS1}$	Chip Select Port 1 Chip Select Port 1 (Active Low)
41 42	CS2 $\overline{CS2}$	Chip Select Port 2 Chip Select Port 2 (Active Low) Die Chip-Select-Eingänge wählen einen Port aus, wenn beide zusammengehörigen Eingänge auf aktivem Pegel liegen.
27	$\overline{RES}$	Reset Eingang Setzt den Baustein in eine definierte Anfangslage, wenn $\overline{RES}$ Low ist, gleichzeitig werden die Ausgänge $\overline{WDO}$, $\overline{WD1}$, $\overline{WD2}$, $\overline{WD3}$ für die Dauer des Reset-Impulses auf „Low-Pegel" geschaltet. Der Oszillator schwingt weiter.

Anschlußbelegung (Fortsetzung)

Anschluß	Symbol	Funktion
28	$\overline{PD}$	Power Down (Active Low) Sperrt alle anderen Eingänge, sowie den Oszillator
44	U_{SS}	Neg. Speisespannung
1	U_{DD}	Pos. Speisespannung
43	NC	nicht verwendet
19	XTAL1	Anschluß für Quarz (muß bei externer Takteinspeisung offen bleiben)
20	XTAL2	Anschluß für Quarz, oder zum Einspeisen eines externen Taktes
21	CLK OUT	Ausgang für Takt
22	$\overline{WDO}$	Oszillator-Watchdog (Open-Drain-Ausgang) zeigt durch „High-Pegel" an, daß der Oszillator schwingt
16	$\overline{WD1}$	(Open Drain-Ausgang)
17	$\overline{WD2}$	(Open Drain-Ausgang) Ausgänge der 3 Timer
18	$\overline{WD3}$	(Open Drain-Ausgang)
26	TS3	Hardwaresignal zum Starten des Timers 3
23	$\overline{INT1}$	(Open Drain-Ausgang)
24	$\overline{INT2}$	(Open Drain-Ausgang)
25	$\overline{INT3}$	(Open Drain-Ausgang) Ausgänge, die über den Port gesteuert werden können, um zum Beispiel einen Interrupt an einem Prozessor auszulösen.

Blockschaltbild



Grenzdaten
(Alle Spannungsangaben bezogen auf U_{SS})

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{DD} U_I	−0,3 −0,3		6 U_{DD} +0,3	V V
Gesamtverlustleistung Verlustleistung je Ausgang	P_{tot} P_Q			500 50	mW mW
Lagertemperatur	T_{stg}	−50		125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,5	5	5,5	V
Speisestrom (ohne Belastung der Ausgänge)	I_{DD}			20	mA
Betriebsfrequenz	f_S			10	MHz
Standby-Strom	I_{DD}			1	µA
Datenerhaltungsspannung	U_{DH}	1			V
Umgebungstemperatur	T_U	−40		110	°C

Statische Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Alle Eingangssignale außer XTAL 2						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2,2		$U_{DD}+0,3$	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		$U_{SS}-0,3$		0,8	V
Eingangskapazität	C_I				10	pF
Eingangsstrom	I_I				1	µA
XTAL 2 (als externer Takteingang)						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		3,5		$U_{DD}+0,3$	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		$U_{SS}-0,3$		0,5	V
Eingangskapazität	C_I				10	pF
Ausgangssignale AD10-17, AD20-27						
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_Q = 0,5$ mA	2,4		U_{DD}	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_Q = 1,6$ mA			0,4	V
Ausgangssignale $\overline{WD1}$, $\overline{WD2}$, $\overline{WD3}$, $\overline{WDO}$ (Open-Drain-Stufen)						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_Q = 1,6$ mA			0,4	V
Ausgangssignal CLK OUT						
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = 0,5$ mA	2,4			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1,6$ mA			0,4	V
Lastkapazität	C_L				80	pF

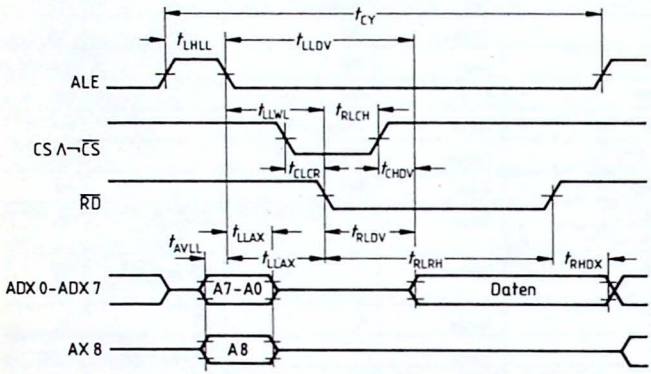
Dynamische Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Cycletime	t_{CY}	6 t_{OSC}		ns
ALE pulse width	t_{LHHLL}	60		ns
Address setup to ALE low	t_{AVLL}	30		ns
Address hold after ALE low	t_{LLAX}	40		ns
$\overline{RD}$ pulse width	t_{RLRH}	2 t_{OSC} +20		ns
$\overline{WR}$ pulse width	t_{WLWH}	2 t_{OSC} +20		ns
ALE low to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ active	t_{LLWL}	60		ns
$\overline{RD}$ active to valid data out (Chip-selects are active)	t_{RLDV}		2 t_{OSC}*)	ns
$\overline{CS}$ active to valid data out ($\overline{RD}$ is active)	t_{CHDV}		2 t_{OSC} −40	ns
Data hold after $\overline{RD}$ high	t_{RHDX}	0	30	ns
ALE low to valid data out	t_{LLDV}		3 t_{OSC} +80	ns
Valid data in after $\overline{WR}$ low	t_{DVWL}		1/2 t_{OSC}	ns
$\overline{WR}$ low to ALE high	t_{WLLL}	3 t_{OSC} +20		ns
Data setup before $\overline{WR}$ high	t_{QVWH}	30		ns
Data hold after $\overline{WR}$ high	t_{WHQX}	40		ns
Delay $\overline{RD}$ low to both Chip select active	t_{RLCH}		40	ns
Delay $\overline{WR}$ low to both Chip select active	t_{WLCH}		40	ns
Set up of Chip select to $\overline{RD}$	t_{CLRL}	0		ns
Set up of Chip select to $\overline{WR}$ (zur Deaktivierung)	t_{CLWL}	0		ns
Active pulse length of timer outputs	t_{ACT}	48 t_{OSC}		ns
Pulse width of TS 3	t_{THTL}	2 t_{OSC}		ns
Oscillator period	t_{OSC}	83		ns
High time	t_{OSCH}	40		ns
Low time	t_{OSCL}	40		ns
Rise time	t_r		40	ns
Fall time	t_f		40	ns

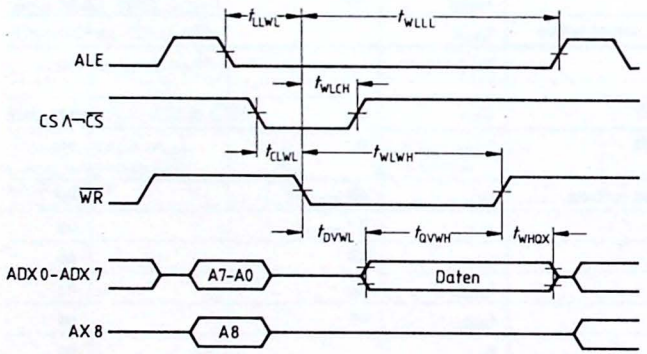
*) gilt nur für $t_{LLWL} > t_{OSC} + 80$ ns

Impulsdiagramme

Lesezyklus

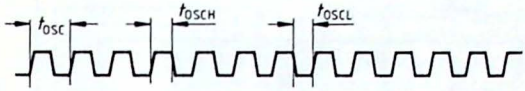


Schreibzyklus



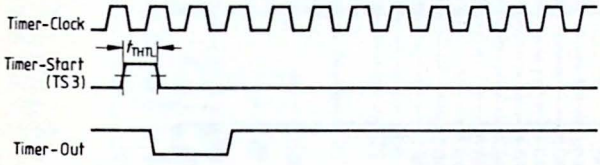
Impulsdiagramme

Oszillator

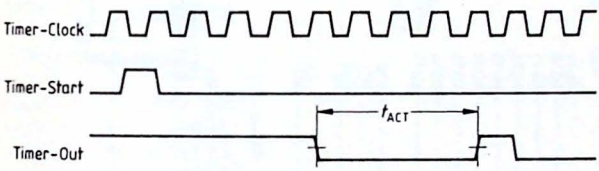


Timer

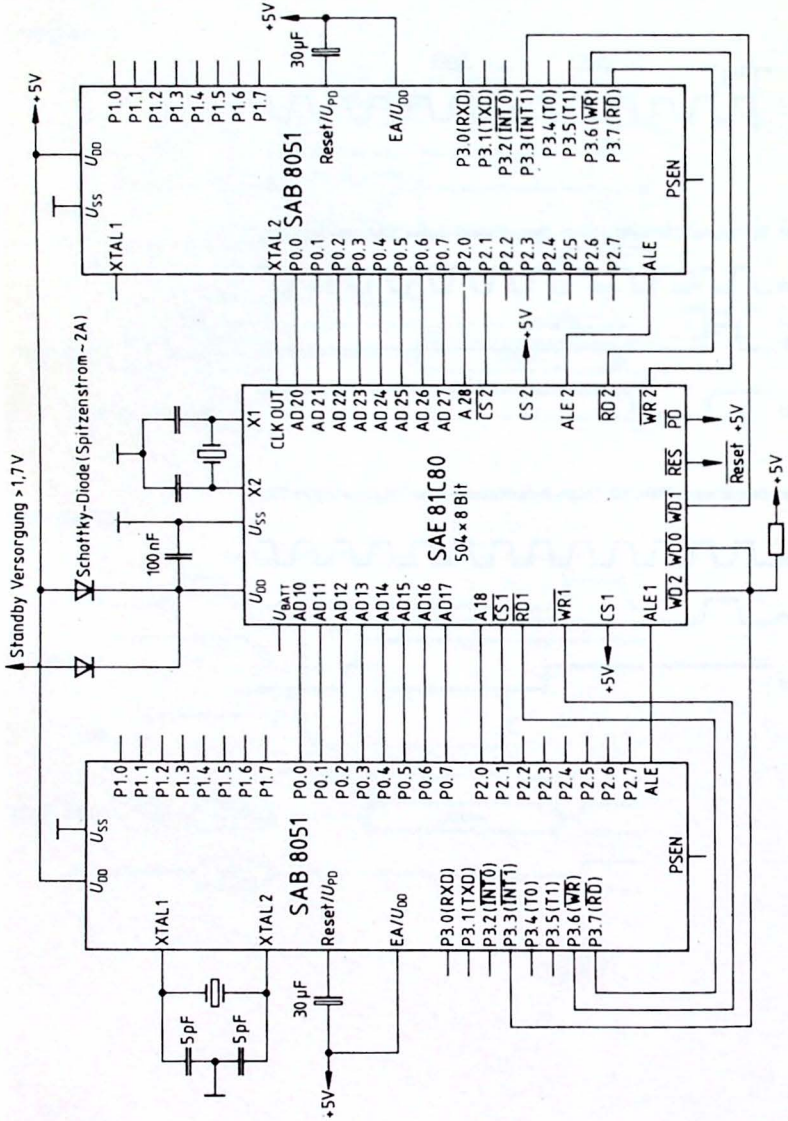
Single-Shot-Betriebsart (TMR="80_H", High-Byte=Medium-Byte="00_H", Low-Byte="02_H")



Auto-Reload-Betriebsart (TMR="60_H", High-Byte=Medium-Byte="00_H", Low-Byte="05_H")



Anwendungsschaltung



SAB 8051 – Programm zum Bedienen eines Timers in der Watchdogbetriebsart

```
HBYTE   EQU   1E3H      ; Adresse High Byte Reloadregister
TMR     EQU   1E0H      ; Adresse Timermoderegister
KR      EQU   1ECH      ; Adresse Kontrollregister
REST1   EQU   055H      ; 1. Wert zum Restart des Timers
REST2   EQU   0AAH      ; 2. Wert zum Restart des Timers
WDAUS   EQU   060H      ; Wert zum Ausschalten der Watchdogbetriebsart

; Reloadregister laden

MOV     DPTR, #HBYTE
CLR     A
MOVX    @ DPTR,A
DEC     DPL
MOV     A, #0FFH
MOVX    @ DPTR,A
DEC     DPL
MOVX    @ DPTR,A

; Watchdogbetriebsart einstellen und Timer dabei starten

MOV     A, #0AFH
DEC     DPL
MOVX    @ DPTR,A

; Timer rücksetzen

MOV     DPTR, #KR
MOV     A, #REST1
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #REST2
MOVX    @ DPTR,A

; Watchdogbetriebsart ausschalten und Timer anhalten

MOV     DPTR, #KR
MOV     A, #REST1
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #WDAUS
MOV     DPTR, #TMR
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #REST2
MOV     DPTR, #KR
MOVX    @ DPTR,A

;

END
```

Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Eigenschaften			Temperaturbereich
SLE 4501	P-DIP-8 und MIKROPACK (SMD)[1]	Nichtflüchtiger Sicherheitszähler	64x8	22-bit-Zähler	−40°C...+110°C
SLE 4502	P-DIP-8	Vorteiler für Sicherheitszähler	–	3-Ltg-Bus	−40°C...+110°C
SDE 2506	P-DIP-8 und MIKROPACK (SMD)[1]	EEPROM	128x8	3-Ltg-Bus	−40°C...+110°C
SDE 2516	P-DIP-8 und MIKROPACK (SMD)[1]	EEPROM	128x8	I²C-Bus	−40°C...+110°C
SDE 2526	P-DIP-8 und MIKROPACK (SMD)[1]	EEPROM	256x8	I²C-Bus	−40°C...+110°C

[1]) SMD = Surface Mounted Device, auf Anfrage erhältlich

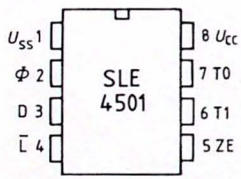
Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4501	Q67100-H8377	P-DIP-8
SLE 4501 K	in Vorbereitung	MIKROPACK (SMD)

Eigenschaften

- Interne Erzeugung der Programmierspannung
- Zählbereich 22 Bit binär nichtflüchtig gespeichert
- Ausgabe des Zählerstandes im Binär-Code seriell
- Zählvorgang durch chipinterne Steuerung ablaufend und extern nicht zu beeinflussen
- Abschalten der Betriebsspannung auch während eines Zählvorganges beeinflußt nicht den abgespeicherten Zählerstand
- Zählerstand nach Zünden einer Fusible Link durch interne Sicherheitslogik nicht manipulierbar
- Zusätzlich 64 x 8-bit-EEPROM-Bereich mit seriellen Zugriff (Byte-Organisation)
- Nichtflüchtige Umprogrammierung sowohl des Zählerstandes wie auch des EEPROM-Bereiches durch chipinterne Steuerung auf definiertes Lesefenster, daher unter allen Umständen zuverlässige Datenspeicherung.
- Erweiterter Temperaturbereich: −40 °C bis +110 °C.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	Masse
2	Φ	Takteingang
3	D	Eingang/Ausgang/Daten
4	$\overline{L}$	Chipaktivierung für Dateneingang (aktiv high) und Anzeige für Abspeichervorgang (aktiv low)
5	ZE	Zählimpulse (aktiv high)
6	T1	Fusible Link
7	T0	Steuereingang Testbetrieb und Fusible Link
8	U_{CC}	Speisespannung

Schaltungsbeschreibung

Der nichtflüchtige Zähler (NZ) hat einen Zählumfang von 22 Bit binär und behält den Zählerstand auch nach Abschalten der Betriebsspannung. Die Sicherheitslogik des Bausteins verhindert, daß durch Spannungseinbrüche auf der Versorgungsspannung z.B. während eines Zählvorganges eine andere Veränderung als die beabsichtigte Inkrementierung des Zählerstandes erfolgt. Vor dem Zünden der Fusible Link läßt sich über einen Testbetrieb ein gewünschter Zählerstand voreinstellen. Nach dem Zünden der Fusible Link kann der Zählerstand nur noch über eine Zählanforderung verändert werden. Damit ist nur noch ein Inkrementieren des Zählers möglich.

Der Zählerstand ist binär kodiert und kann über einen Drei-Leitungs-Bus seriell abgefragt werden (Abschnitt 4). Ein Zählvorgang hat in jedem Fall Priorität und bricht einen eventuell gestarteten Auslesevorgang ab.

Der 64x8-bit-EEPROM-Bereich (NVM) wird seriell über einen 1 Byte OP-Code angesprochen (siehe Programmiervorgang und Auslesevorgang). Die Adressen 16-63 lassen sich nach dem Zünden der Fusible Link nicht mehr umprogrammieren. Vor dem Zünden der Fusible Link ist für den Normalbetrieb der Testeingang T0 auf Low zu legen.

Aus Gründen der Betriebssicherheit enthält der Baustein eine interne Resetschaltung, deren Funktion auf Seite 870 beschrieben ist.

Zählvorgang (Abb. 1c)

Der IC besteht aus einem 22-stufigen asynchronen Zähler und einem nichtflüchtigen, elektrisch umprogrammierbaren Speicher (EEPROM) zur nichtflüchtigen Ablegung des Zählerinhaltes.

Der Zählvorgang läuft aus Gründen der Betriebssicherheit vollständig chipintern ab. Der Baustein enthält die erforderliche Ablaufsteuerung und erzeugt sich dazu einen internen Arbeitstakt von etwa 50 kHz. Durch einen Impuls am Eingang ZE wird der Zählerstand des asynchronen Zählers um 1 erhöht.

Der neue Zählerstand wird nichtflüchtig abgespeichert. Dieser Speichervorgang wird durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang $\overline{L}$ angezeigt. Während des Speichervorganges werden keine weiteren Zählereignisse registriert, so daß im Sollspannungsbereich eine Totzeit von maximal 100 ms entsteht. Die Betriebsspannung muß noch wenigstens 10 ms nach dem Beginn eines Speichervorganges im Sollspannungsbereich liegen, sonst besteht die Gefahr, daß das letzte Zählereignis nicht andauernd erfaßt wird (Ansprechzeit).

Bereits registrierte Zählerstände werden jedoch in keinem Fall durch das Abschalten der Betriebsspannung während eines Speichervorganges beeinflußt und können somit nicht manipuliert werden. Ist die Betriebsspannung während des Zählvorganges reduziert, so verlängern sich zwar Totzeit und Ansprechzeit, die Zuverlässigkeit der Abspeicherung wird jedoch wegen der eingebauten Programmierdauerregelung nicht beeinflußt. Außerhalb des durch die Resetschaltung definierten Spannungsfensters der Betriebsspannung ist der Baustein inaktiv.

Der nichtflüchtige Sicherheitszähler enthält eine Überlaufsicherung. Wenn alle Bits des Zählers auf "1" sind, werden weitere Zählimpulse ignoriert.

Auslesen des Zählerstandes (Abb. 1d)

Zur Abfrage des Zählerstandes wird zunächst der Ein/Ausgang $\overline{L}$ auf Low gelegt und dann die beiden Kommandobit B0, B1 eingetaktet. Danach wird der Anschluß L wieder auf High gelegt. Mit der Rückflanke jedes weiteren Taktimpulses ϕ erscheint am Anschluß D beginnend mit dem höchstwertigsten Bit das nächstniederwertigste Bit. Mit 22 Taktimpulsen ist der gesamte Zählerstand ausgegeben. Ein Low-Impuls am Ein/Ausgang L schaltet den Anschluß D wieder hochohmig.

Ein Abspeichervorgang (nichtflüchtiger Zähler oder 64x8-bit-EEPROM), angezeigt durch einen Low-Pegel am Anschluß $\overline{L}$ hat auf jeden Fall Vorrang; während dieser Zeit kann der Baustein nicht angesprochen werden. Eine Zählanforderung bricht einen bereits begonnenen Auslesevorgang ab.

Programmieren des NVM's (Abb. 1a)

Der Ein/Ausgang $\overline{L}$ muß auf Low gelegt werden. Danach wird zunächst das 8-bit-Datenwort (D0 als 1. Bit) und dann das 8-bit-Befehlswort (bestehend aus 6 Adressbits A0-A5 und zwei Kommandobits B0, B1) eingetaktet. Nachdem der Anschluß $\overline{L}$ wieder auf High gelegt wurde, beginnt nach einem weiteren Taktimpuls ϕ der Programmiervorgang, angezeigt durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang $\overline{L}$. Nach Abschluß der intern gesteuerten Abspeicherung geht L wieder auf High. Im Sollspannungsbereich gilt eine maximale Programmierzeit (t_{pr}) von ms.

Auslesen des NVM's (Abb. 1b)

Der Ein/Ausgang $\overline{L}$ muß auf Low gelegt werden. Danach wird das 8-bit-Befehlswort (bestehend aus 6 Adressbits A0-A5 und zwei Kommandobits B0, B1) eingetaktet. Nachdem der Anschluß L wieder auf High gelegt wurde, erscheint mit der Rückflanke jedes weiteren Taktimpulses ϕ ein Bit (beginnend mit D0) des betreffenden Datenwortes am Anschluß D. Mit 8 Taktimpulsen ϕ ist das gesamte Datenwort ausgegeben. Ein Low-Impuls am Ein/Ausgang $\overline{L}$ schaltet den Anschluß D wieder hochohmig.

Fusible Link (Abb. 4)

Das Zünden der Fusible Link hat folgende irreversible Auswirkungen:

a) Der Zählerstand kann nur noch über Zählimpulse am Zählimpulseeingang ZE verändert werden.
b) Die Gesamtprogrammierungsmöglichkeiten für das NVM sind nicht mehr verfügbar.
c) Die Adressen 16-63 des NVM lassen sich nicht mehr umprogrammieren.

Zum Zünden der Fusible Link sind folgende Bedingungen an den Eingängen einzustellen.

(vgl. Abb. 4):

a) Testeingang T0 auf 17V
b) Testeingang T1 auf 17V mit max. 1 µs Flankenanstiegszeit

Die Fusible Link ist innerhalb von 100 ms geschmolzen. Am Testeingang T0 fließt kurzzeitig ein Spitzenstrom bis 100 mA, der z.B. einem Speicherkondensator entnommen werden kann. Während des Zündvorgangs muß der Testeingang T0 gemäß **Abb. 4 b** beschaltet sein, da sonst der Baustein zerstört werden kann.

Testbetrieb (Abb. 2a-2c)

Solange die Fusible Link nicht gezündet ist, sind folgende Testbetriebsarten möglich (T1 muß dabei immer auf Low und T0 auf High gehalten werden):

a) Voreinstellen des Zählerstandes **(Abb. 2a)**

Der Ein/Ausgang $\overline{L}$ wird auf Low gelegt und danach die 22 Bit des gewünschten Zählerstandes beginnend mit dem höchstwertigsten Bit eingetaktet. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Zählerbits ZB0-ZB3 nur einheitlich mit "0" bzw. "1" programmiert werden können. Nach dem Eintakten der beiden Bits des Befehlscodes wird der Anschluß $\overline{L}$ wieder auf High gelegt.

Unterschiedliche Werte bei der Vorgabe von ZB0-ZB3 führen zu undefinierten Zählerständen.

Ein High-Zustand am Zählimpulseingang ZE startet den Programmiervorgang, der durch einen Low-Zustand am Anschluß $\overline{L}$ angezeigt wird. Um die Sicherheitslogik für den voreingestellten Zählerstand zu aktivieren, muß anschließend T0 auf Low gelegt und die Versorgungsspannung kurz ausgeschaltet werden.

b) Gesamtlöschen des NVM's **(Abb. 2b)**
Gesamtschreiben in den NVM's **(Abb. 2c)**

Der Ein/Ausgang $\overline{L}$ wird auf Low gelegt und danach die beiden Bit B0, B1 des Befehlscodes eingetaktet. Ein High-Zustand am Eingang Φ nach dem Schalten des Anschlusses $\overline{L}$ auf High startet den Programmiervorgang, der durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang $\overline{L}$ angezeigt wird. Der Eingang Φ muß für mindestens 50 ms auf High gehalten werden, da die interne Zeitsteuerung für den NVM ausgeschaltet ist und die Programmierdauer t_{gpr} über die Länge des Φ-Impulses bestimmt wird.

Befehlscodes

a) T0 auf Low oder nach Zünden der Fusible Link:

Funktion	B0	B1
NVM programmieren	1	0
NVM auslesen	1	1
Zähler auslesen	0	1

b) T0 auf High (Testbetrieb):

Gestartet durch Impulse an ZE

Funktion	B0	B1
Zähler voreinstellen	0	0

Gestartet durch Taktimpuls Φ

Funktion	B0	B1
NVM gesamtlöschen	1	0
NVM gesamtschreiben	0	1

Resetfunktion

Aus Gründen der Betriebssicherheit enthält der Baustein eine interne Resetschaltung, die den aktiven Bereich auf ein Spannungsfenster begrenzt. Die untere Grenze liegt dabei bei maximal 4,5 V, die obere Grenze bei minimal 5,5 V.

Verläßt die Speisespannung dieses Fenster – sei es auch nur durch kurzzeitige Spannungsspitzen –, so geht der Baustein in den Resetzustand. Sobald sich die Speisespannung wieder im Spannungsfenster befindet, läuft eine interne Resetroutine ab, die durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang $\overline{L}$ angezeigt wird und im Sollspannungsbereich eine Totzeit von maximal 100 ms bedeutet.

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{CC} U_I	−0,3 −0,3		6 6	V V
Verlustleistung	P_V		40		mW
Lagertemperatur	T_{stg}	−55		125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		100		K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{CC}	4,75		5,25	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40		110	°C

Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{CC}	4,75		5,25	V
Speisestrom	I_{CC}		7	10	mA
Eingänge*)	U_I		0,5	0,8	V
(Φ, $\overline{L}$, ZE, D, T1)	U_H	2,2		U_{CC}	V
(T0)	U_H	4,95		U_{CC}	V
(Φ, $\overline{L}$, ZE, D, T1)	I_H			10	µA
(T0)	I_H			100	µA
Ausgänge (D, $\overline{L}$)					
(open drain, $U_I = 0{,}5$ V)	I_L	1			mA
	I_H			10	µA
Zählvorgang Totzeit	t_{tot}			100	ms
Zählvorgang Ansprechzeit	t_{an}			10	ms
Takt Φ	t_H	5		1000	µs
	t_L	5			µs
	t_f	1			µs
Abstand Startimpuls-Rückflanke $\overline{L}$	t_{ST}	5			µs
Zählimpulseingang ZE	t_{ZE}	5			µs
Programmierzeit NVM (je Byte)	t_{pr}			10	ms
Programmierzeit NVM (Gesamtspeicher)	t_{gpr}	50		100	ms
Schmelzen Fusible Link:					
T0	U_H	16,7		17,3	V
	I_H			100	mA
T1	U_H	16,7		17,3	V
	I_H			10	µA
	t_f			1	µs
	t_s	100			ms

*) Bei den Testbetriebsarten gelten für den Eingang Φ gesonderte Pegelbedingungen:

Φ (Testbetrieb)	U_L		0,5	0,6	V
	U_H	3,0		U_{CC}	V

Blockschaltbild

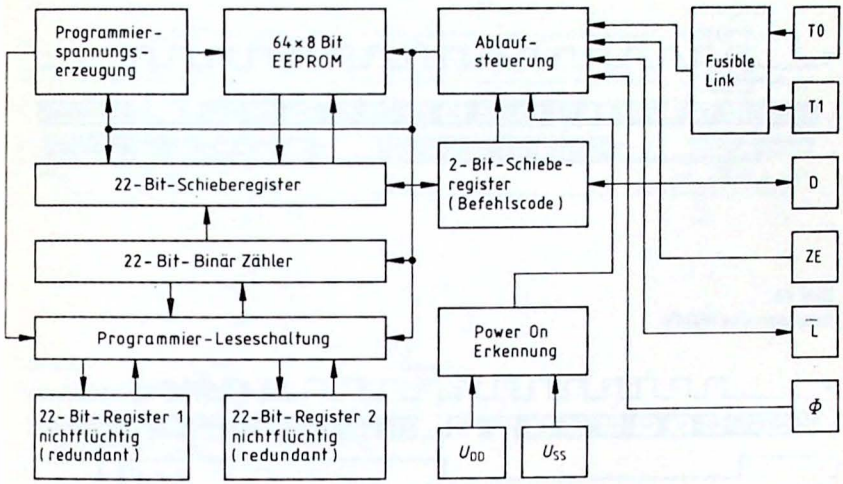


Bild 1a
Programmieren des NVM's

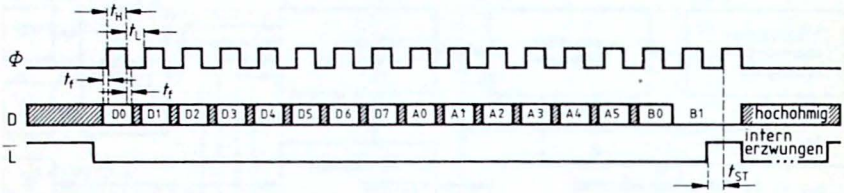


Bild 1b
Auslesen des NVM's

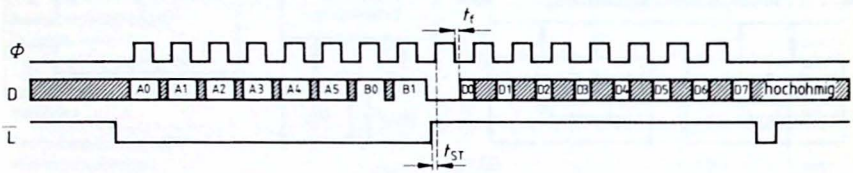


Bild 1c
Zählvorgang

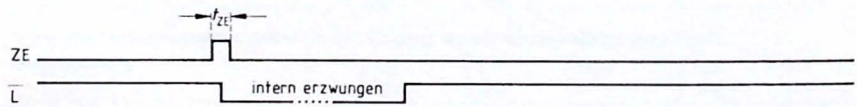


Bild 1d
Auslesen des Zählerstandes

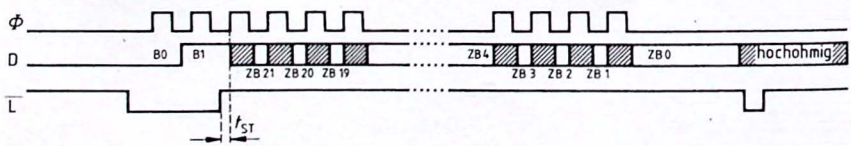


Bild 2a
NZ mit Zählerstand vorbelegen

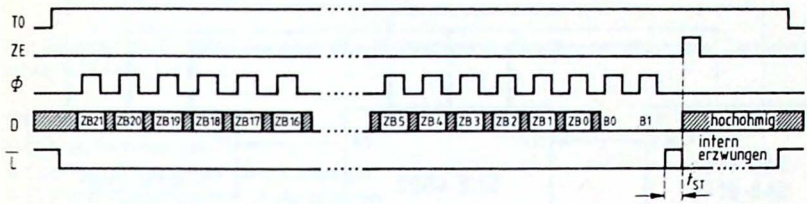


Bild 2b
Gesamtlöschen des NVM's

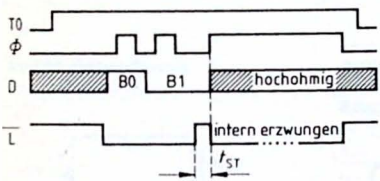


Bild 2c
Gesamtschreiben in den NVM

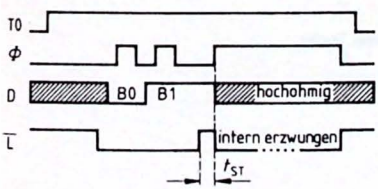


Bild 3
Anwendungsschaltung

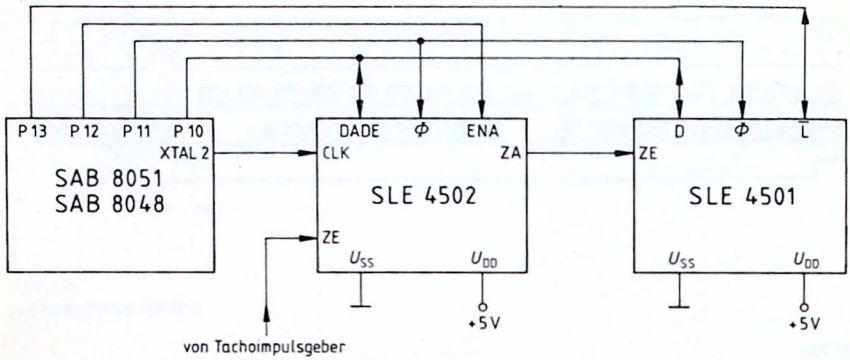
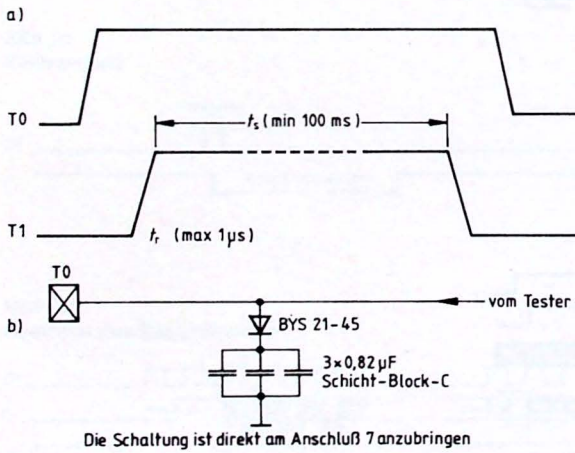


Bild 4
Zünden Fusible Link



Vorläufige Daten **CMOS-Schaltung**

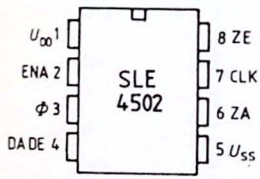
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4502	Q67100-H8378	P-DIP-8

Der Baustein SLE 4502 bereitet die Tachoimpulse für den nichtflüchtigen Sicherheitszähler SLE 4501 auf.

Merkmale

- CMOS-Technologie
- Latch-up sichere Ein- und Ausgänge
- Ein- und Ausgänge NMOS kompatibel
- Niedrige Standby Stromaufnahme (1 µA)
- Schmitt Trigger-Eingang für Zähler
- 4-bit-Wegstreckenzähler mit einem zwischen 1 und 65.536 programmierbaren Vorteiler
- 16-bit-Register für Tachometerfunktion mit externer Zeitbasis
- 16-bit-Register für Tageskilometerzähler rücksetzbar
- serieller 3-Leitungsbus
- Power-Fail-Flag
- Erweiterter Temperaturbereich: −40 °C bis +110 °C

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{DD}	Speisespannung +5 V
2	ENA	Enable Eingang
3	Φ	Takteingang für Datenein-, ausgang
4	DA DE	Datenausgang – Dateneingang
5	U_{SS}	Speisespannung 0 V
6	ZA	Zählimpulsausgang
7	CLK	Takteingang für Bausteintiming
8	ZE	Zählimpulseingang

Schaltungsbeschreibung

1. Zählerfunktion

Die ankommenden Zählimpulse werden über einen programmierbaren 16-bit-Zähler und einen festen 4-bit-Zähler an den Zählimpulsausgang weitergegeben. Bei einem 3-MHz-Takt beträgt die Ausgangsimpulsbreite 42 µs. Der Wert des 4-bit-Zählers ist über die serielle Schnittstelle auslesbar (die ersten 4 Bit).

2. Tageskilometerzähler

Die Ausgangsimpulse des programmierbaren Teilers werden in einem weiteren 16-bit-Register gezählt. Dieser Zähler ist les- und rücksetzbar.

3. Tachometer

Die Taktfrequenz gelangt über einen 5-bit-Vorteiler zu einem in ein 16-bit-Register programmierbaren 16-bit-Intervallzähler. Während eines Intervalls werden die Tachoimpulse gezählt und am Intervallende in einem Latch abgespeichert. Dieses Latch kann zu jeder Zeit ausgelesen werden.

4. Power-Fail-Flag

Bei dem Anstieg der Versorgungsspannung von 0V auf 5V wird ein Reset ausgelöst. Das Power-Fail-Flag zeigt diesen Zustand an. Durch das Auslesen des Power-Fail-Flags wird dieses zurückgesetzt (erstes Bit).

5. Befehlsende

Funktion	B3	B2	B1	B0
Teilerfaktor Wegzähler programmieren	1	1	0	0
Teilerfaktor Tachometer programmieren	1	0	1	0
Tageskilometerzähler rücksetzen	1	0	0	1
Wegzähler auslesen	0	1	0	0
Tageskilometerzähler auslesen	0	0	0	1
Tachometer auslesen	0	0	1	0
Power-Fail-Flag auslesen	0	1	1	1

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{DD}	−0,3		6	V
Eingangsspannung	U_{IM1}	−0,3		U_{DD}+0,3	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}			150	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_Q			50	mW
Lagertemperatur	T_{stg}	−50		125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,5	5	5,5	V
Speisestrom statisch	I_{DDS}			1	µA
Speisestrom (s. Meßschaltung)	I_{DD}			1	mA
Betriebsfrequenz	f_T	1		3	MHz
Umgebungstemperatur	T_U	−40		110	°C

Kenndaten

$T_U = 25\,°C$

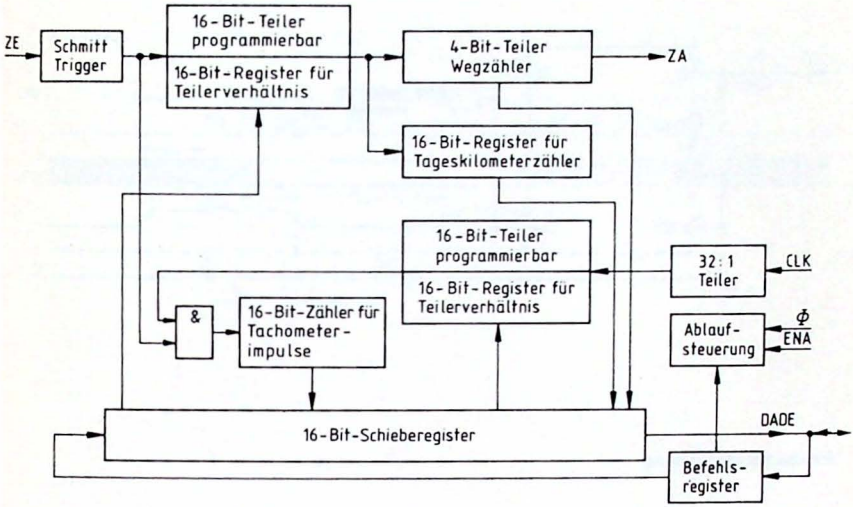
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Alle Eingangssignale außer ZE				
H-Eingangsspannung	U_{IH}	2,2	U_{DD}	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	0	0,8	V
Eingangskapazität	C_I		10	pF
L-Eingangsstrom	I_{IL}		1	µA
H-Eingangsstrom	I_{IH}		1	µA
Eingangssignal ZE				
H-Eingangsspannung	U_{IH}	$U_{DD}-1$	U_{DD}	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	0	1	V
Eingangskapazität	C_I		10	pF
L-Eingangsstrom	I_{IH}		1	µA
H-Eingangsstrom	I_{IH}		1	µA
Hysterese	U_{Hy}	1	1,5	V
Ausgangssignale				
H-Ausgangsspannung $I_Q = 0{,}5$ mA	U_{QH}	$U_{DD}-0{,}4$		V
L-Ausgangsspannung $I_Q = 1{,}6$ mA	U_{QL}		0,4	V

Dynamische Kenndaten

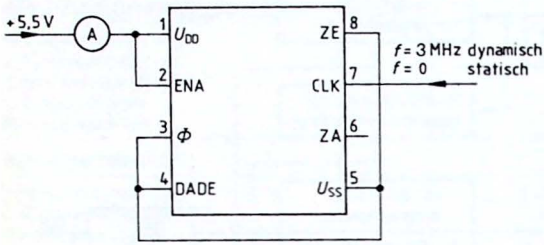
$T_U = 25\,°C$

Taktfrequenz	f_T	1	3	MHz
Pulsdauer-Takt	t_{TH}	150	600	ns
Pulspause-Takt	t_{TL}	150	600	ns
Pulsdauer Φ	$t_{\Phi H}$	500		ns
Pulspause Φ	$t_{\Phi L}$	500		ns
Enable Low zu Φ	$t_{E\Phi}$	$6/f_T$		
Φ Low zu Enable	$t_{\Phi E}$	100		ns
Daten Setup	t_S	100		ns
Daten Hold	t_H	100		ns
Output Delay	t_D		150	ns
Enable Low zu Daten hochohmig	t_{HZ}		$6/f_T$	
Ausgangsimpulsbreite ZA	t_{ZA}	$120/f_T$	$136/f_T$	
Pulsdauer ZE	t_{ZH}	$3/f_T$		
Pulspause ZE	t_{ZL}	$3/f_T$		
Taktfrequenz an ZE	f_{ZE}		$f_T/6$	

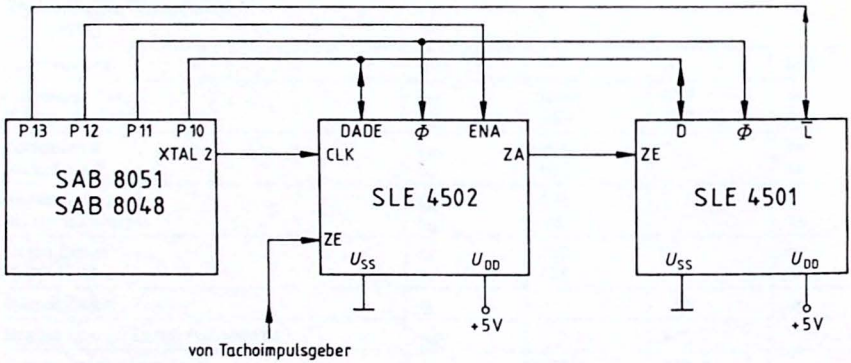
Blockschaltbild



Meßschaltung

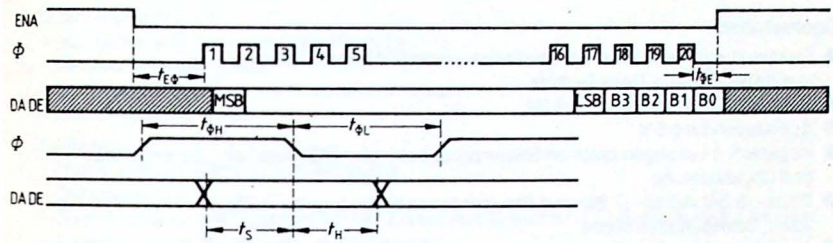


Anwendungsschaltung

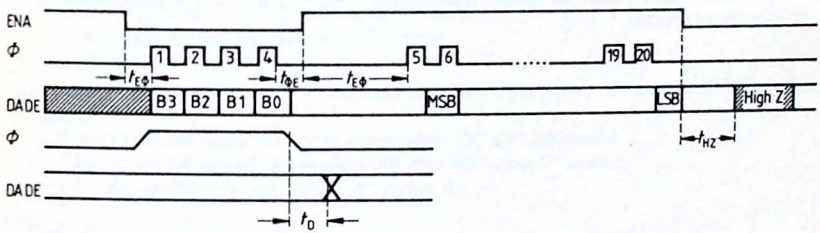


Diagramme

Schreiben



Lesen



Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDE 2506	Q67000-H8441	P-DIP-8
SDE 2506 K	Q67000-H8473	MIKROPACK (SMD)

Eigenschaften

- Elektrisch wortweise umprogrammierbar, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik
- Organisation 128 Worte zu je 8 Bit
- Speisespannung 5 V
- Insgesamt 3 Leitungen zwichen Steuerprozessor und EEPROM für Datentransfer und Chipsteuerung
- Daten- (8 Bit), Adreß- (7 Bit) und Steuerinformationseingabe (1 Bit) sowie Datenausgabe seriell
- Anzahl der Umprogrammierungen je Adresse $> 10^5$
- Datenerhaltung > 10 Jahre (Betriebstemperaturbereich)
- Anzahl der Auslesevorgänge ohne Refresh unbegrenzt
- Löschen bzw. Schreiben in jeweils 5 ms
- Erweiterter Temperaturbereich −40 °C bis +110 °C

Achtung

- MIKROPACK-Version kann im Temperaturbereich −40 °C bis 0 °C nur ausgelesen nicht programmiert werden.

Schaltungsbeschreibung

Datentransfer und Chipsteuerung

Für den gesamten Datentransfer zwischen Steuerprozessor und E²PROM-Speicher sind drei Leitungen erforderlich, die jeweils mehrere Funktionen haben.

a) Datenleitung D
   - Bidirektionaler serieller Datentransfer
   - Serielle Adreßeingabe
   - Getaktete Eingabe einer Steuerinformation
   - Steuereingang direkt

b) Taktleitung Φ
   - Daten, Adreß- und Steuerbiteingabe
   - Datenausgabe
   - Start Auslesen mit Übernahme der Daten aus Speicher in Schieberegister bzw. Start
   - Datenänderung beim Umprogrammieren

c) Chipaktivierungsleitung $\overline{CE}$
   - Chipreset und Dateneingabe (aktiv high)
   - Chipaktivierung (aktiv low)

Vor einer Chipaktivierung wird über den bidirektionalen Datenbus die Daten-, Adreß- und Steuerinformation eingetaktet. Diese Daten bleiben während des Umprogrammierens und beim Auslesen bis zum 2. Clockimpuls im Schieberegister erhalten. Folgende Datenformate sind einzugeben:

a) Speicher auslesen: ein 8-bit-Steuerwort, davon
   - 7 Adreßbits A0 bis A6 (A0 als LSB zuerst)
   - 1 Steuerbit, SB = „0", hinter A6

b) Speicher umprogrammieren (Löschen und/oder Schreiben) 16-bit-Eingabeinformation, davon
   - 8 Bit D0 bis D8 neue Speicherinformation (D0 als LSB zuerst)
   - 7 Bit A0 bis A6 Adreßinformation (A0 als LSB hinter D7 zuerst)
   - 1-bit-Steuerinformation, SB = „1", hinter A6

Auslesen (s. Seite 893)

Nach der Dateneingabe und mit SB = „0" wird der Auslesevorgang der angewählten Wortadresse mit dem Übergang $\overline{CE}$ von „1" nach „0" gestartet. Die während der Chipaktivierung auf der Datenleitung stehende Information ist ohne Einfluß.

Mit dem ersten Clockimpuls nach $\overline{CE}$ = „0" wird das Datenwort aus der angewählten Speicheradresse in das Schieberegister übernommen. Nach Beendigung des ersten Φ-Impulses wird der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit D0 kann am Datenanschluß abgefragt werden. Mit jedem weiteren Clockimpuls wird ein weiteres Datenbit an den Ausgang geschoben. Die Datenleitung wird durch den Übergang $\overline{CE}$ von „0" nach „1" wieder hochohmig.

Umprogrammieren (s. Seite 894)

Ein vollständiger Umprogrammiervorgang setzt sich normalerweise aus einem Löschvorgang und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1"-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0"-Zustände entsprechend der Information im Schieberegister hergestellt.

Ein Umprogrammiervorgang wird gestartet, wenn nach der Dateneingabe bei Chipaktivierung eine Information SB = „1" in der betreffenden Zelle des Schieberegisters steht. Ob dabei ein Lösch- oder ein Schreibvorgang abläuft, hängt wiederum von der Information auf der Datenleitung D während der Chipaktivierung ab.

Für das Löschen in den „1"-Zustand muß auch am Dateneingang während des Überganges $\overline{CE}$ auf low eine „1" stehen. Soll dagegen ein Schreibvorgang in den „0"-Zustand begonnen werden, so muß auch an der Datenleitung während der Chipaktivierung eine „0" stehen.

Für den Programmierstart ist anschließend ein Startimpuls am Clockeingang Φ erforderlich, bis zu dessen Vorderflanke die Steuerinformation an D stabil bleiben muß. Die aktive Datenänderung beginnt mit der Rückflanke dieses Startimpulses. Der Programmiervorgang wird durch Rücknahme der Chipaktivierung, d. h. durch $\overline{CE}$ = „1" beendet.

Die Umprogrammierung eines Wortes beginnt mit Start und Ablauf eines Löschvorganges. Durch $\overline{CE}$ = „1" wird das Löschen beendet. Das zum Schreiben ebenfalls erforderliche Steuerbit SB = „1" im Schieberegister bleibt auch nach Beendigung des Löschens stabil. Zum Schreiben des angewählten Wortes muß also lediglich die Datenleitung D von „1" nach „0" umgeschaltet, der Chip mit $\overline{CE}$ = „0" erneut aktiviert und mit Hilfe des Startimpulses die Datenänderung begonnen werden.

Löschen und Schreiben können natürlich auch einzeln durchgeführt werden. Um durch das Löschen eine sichere „1" in allen Bits der angewählten Speicheradresse zu erhalten, muß aber vor dem Löschen ein Datenwort mit acht mal „1" eingegeben werden. Beim Schreiben eines vorher nicht gelöschten Wortes addieren sich die „0"-Zustände der alten und der neuen Information.

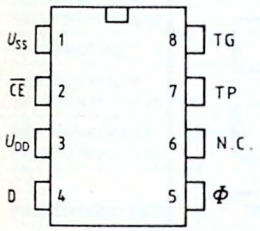
Testmodus Gesamtlöschen

Wird der Eingang TP (Anschluß 7) von 0 V auf 5 V = U_{DD} gelegt, so wird ein Testmod aktiviert. Zum Gesamtlöschen ist der Testmod einzuschalten und die Adresse 0 (A0...A6) zusammen mit dem Steuerbit SB = 1 einzugeben. Der weitere Programmablauf ist identisch dem Löschen der Adresse 0. Nach dem Beenden des Löschvorganges durch den Übergang $\overline{CE}$ von 0 auf 1 ist der Testmod auszuschalten.

RESET

Ein nicht angewählter Speicher befindet sich durch den Zustand $\overline{CE}$ = „1" automatisch im Resetzustand. Alle Flipflops der Ablaufsteuerung sind zurückgesetzt. Die Information im Schieberegister bleibt dagegen erhalten und wird erst durch Verschieben der Daten geändert. Der Resetzustand wird auch beim Einschalten des Speichers (Power on) durch eine chipinterne Schaltung eingestellt.

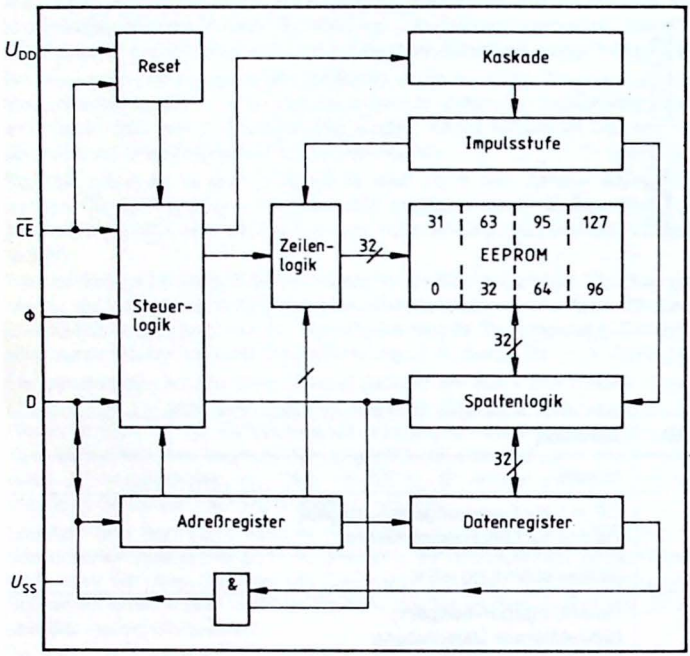
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	Masse
2	$\overline{CE}$	$\overline{CE}$ = 1 für Dateneingabe/-ausgabe $\overline{CE}$ = 0 für Umprogrammieren
3	U_{DD}	Speisespannung +5 V
4	D	Dateneingabe/-ausgabe bidirektionale Datenleitung Für Umprogrammieren D = 1 Löschen D = 0 Schreiben
5	Φ	Takt
6	N.C.	Nicht belegt
7	TP	Testeingang, an U_{SS}
8	TG	Testeingang, bleibt offen

Blockschaltbild



Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{DD} U_I	−0,3 −0,3	6 6	V V
Verlustleistung	P_V		40	mW
Lagertemperatur Sperrschichttemperatur	T_{stg} T_j	−55	125 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		100	K/W

Funktionsbereich

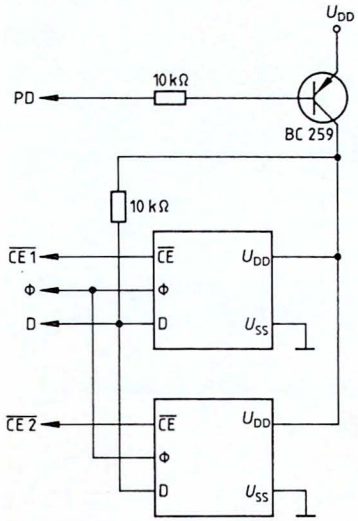
Speisespannung Umgebungstemperatur	U_{DD} T_U	4,75 −40	5,25 110	V °C

Kenndaten

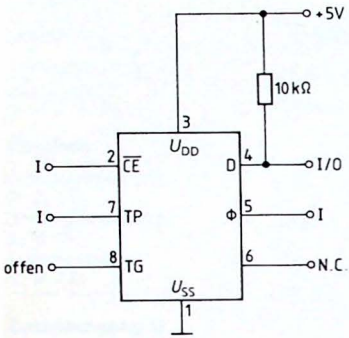
$T_U = 25\,°C$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{DD}		4,75	5	5,25	V
Speisestrom	I_{CC}	($U_{DD} = 5{,}25$ V)			3	mA
Eingänge						
Eingangsspannung (D, Φ, $\overline{CE}$)	U_L				0,8	V
Eingangsspannung (D, Φ, $\overline{CE}$)	U_H		2,4			V
Eingangsstrom (D, Φ, $\overline{CE}$)	I_H	($U_H = 5{,}25$)			10	µA
Datenausgang D (open drain)						
Ausgangsstrom L	I_L	($U_L = 0{,}8$ V)			0,5	mA
Ausgangsstrom H	I_H	($U_H = 5{,}25$ V)			10	µA
Clockimpuls Φ						
Highdauer	t_H		2,5		60	µs
Lowdauer	t_L		5			µs
Flankenabstand $\overline{CE}$ gegen D	Δt		2,5			µs
Flankenabstand $\overline{CE}$ gegen Φ	t_{AKT}		5			µs
Data hold time (vor/nach Φ Rückflanke)	t_{HD}		2,5			µs
Data delay time (nach Φ Rückflanke)	t_{DD}		2,5			µs
Rise time	t_R				1	µs
Fall time	t_F				1	µs
Löschdauer	$t_{Lö}$		5		20	ms
Schreibdauer	t_{Schr}		5		20	ms
Gesamtlöschdauer	t_{GL}		20		25	ms

Anwendungsschaltung

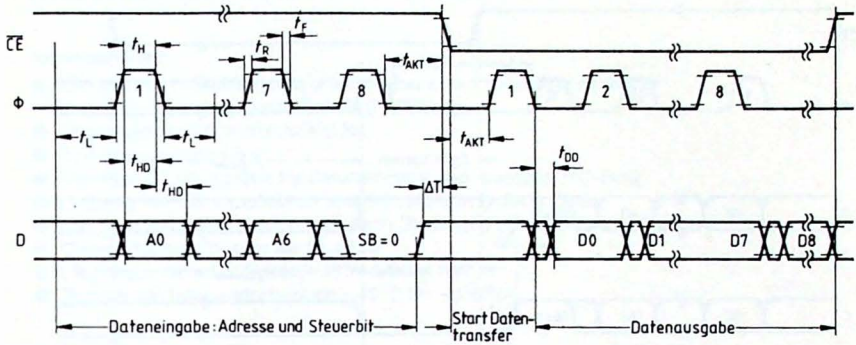


Meßschaltung



Diagramme

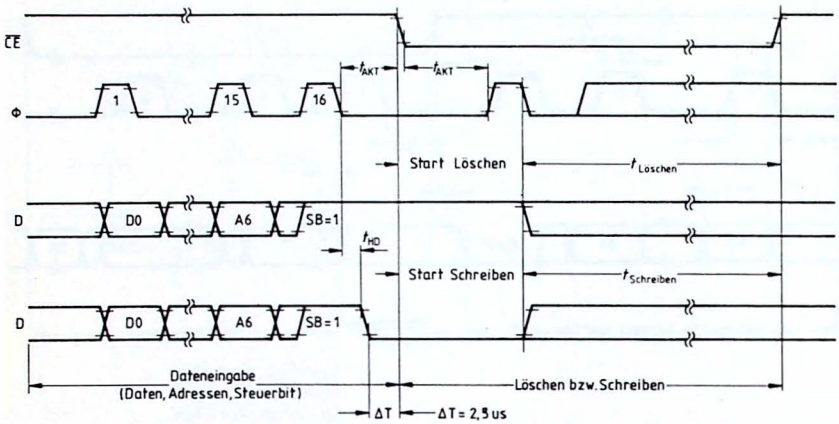
Lesen

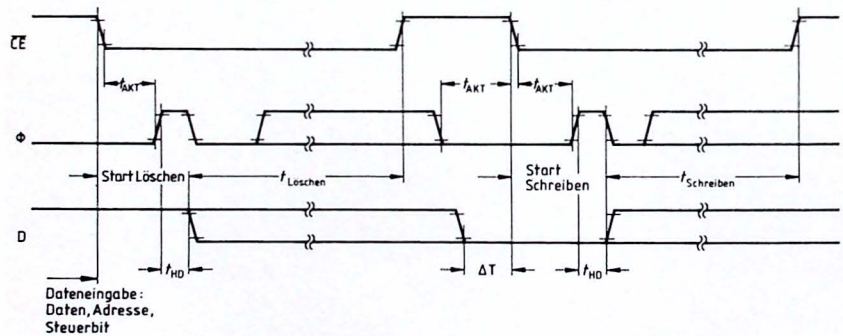


t_{AKT} = 5 µs; t_R = t_F = 1 µs
t_{HD} = 2,5 µs; t_L = 5 µs
t_{DD} = 2,5 µs; t_H = 2,5 µs
ΔT = 2,5 µs

Diagramme

Umprogrammieren





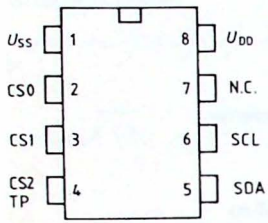
Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDE 2516	Q67100-H8442	P-DIP-8

Eigenschaften

- Elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik (EEPROM)
- Organisation 128 Worte zu je 8 Bit
- Speisespannung +5 V
- Serieller 2-Leitungsbus für Dateneingabe und -ausgabe (I²C-Bus)
- Umprogrammieren, Löschen und Schreiben in typisch 15 ms
- Umprogrammieren durch chipinterne Steuerung ohne externe Kontrolle
- Datenerhaltung besser als 10 Jahre
- Umprogrammierhäufigkeit > 10^5/Adresse
- Erweiterter Temperaturbereich −40 °C bis +110 °C

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	(Masse)
2 3 4	CS0 CS1 CS2/TP	Chipselecteingang Chipselecteingänge/ Testbetriebsteuerung
5 6	SDA SCL	Datenleitung Taktleitung I²C-Bus
7	N.C.	nicht belegt
8	U_{DD}	Speisespannung

Erläuterungen zur Steuerworteingabe

CS/E CS/A	Chipselect für Dateneingabe in Speicher Chipselect für Datenausgabe aus Speicher
WA	Speicherwort-Adresse
DE DA	in Speicher zu schreibendes Datenwort aus Speicher gelesenes Datenwort
D0 bis D7	Datenbits
ST	Startbedingung
SP	Stopbedingung
As	Quittungsbit vom Speicher
Am	Quittungsbit vom Master
CS0, CS1, CS2	Chipselectbits
A0 bis A6	Speicherwort-Adreßbits

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{DD} U_I	−0,3 bis 6 −0,3 bis 6	V V
Verlustleistung	P_V	50	mW
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,75 bis 5,25	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40 bis 110	°C

*) nicht gültig für den Eingang CS2/TP im Betrieb „Testmodus-Gesamtlöschen"

Statische Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	U_{DD}	4,75		5,25	V
Speisestrom	I_{DD}			8	mA
Eingänge SCL/SDA					
Low-Pegel	U_{IL}			1,5	V
High-Pegel	U_{IH}	3,0		U_{DD}	V
High-Strom $U_{IH} = U_{DD\ max}$	I_H			10	µA
Ausgang SDA					
Low-Strom $U_{QL} = 0{,}4$ V	I_{QL}			3,0	mA
Leck-Strom $U_{QL} = U_{DD\ max}$	I_{QH}			10	µA
Eingänge CSO, CS1, CS2/TP					
Low-Pegel	U_{IL}			0,2	V
High-Pegel	U_{IH}	4,5		U_{DD}	V
High-Strom	I_{IH}			100	µA
Taktfrequenz	f_{SCL}			100	kHz
Umprogrammierdauer (Löschen und Schreiben)	t_{prog}		15	30	ms
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Gesamtlöschdauer (Testmodus Gesamtlöschen)	t_{GL}			50	ms
Bedingung	$U_{CS2/TP}$	11	12	13	V

I²C-Bus-Schnittstelle (Bild 1 und 2)

Der I²C-Bus ist ein bidirektionaler Zweileitungsbus für Datenübertragung zwischen verschiedenen integrierten Schaltungen. Er besteht aus einer seriellen Datenleitung SDA und einer seriellen Taktleitung SCL. Beide Leitungen benötigen einen externen Pull-up-Widerstand nach U_{DD} (Open-Drain-Ausganusstufen).

Die möglichen Betriebszustände des I²C-Busses sind in **Abb. 1** dargestellt. Im Ruhezustand liegen beide Leitungen SDA und SCL auf High, d. h. die Ausgangsstufen sind gesperrt. Solange SCL fest auf „1" bleibt, zeigen Informationsänderungen auf dem Datenbus den Anfang bzw. das Ende einer Datenübertragung zwischen zwei Bausteinen an. Der Übergang an SDA von „1" nach „0" ist dabei eine Startbedingung, der Übergang von „0" nach „1" eine Stopbedingung. Während einer Datenübertragung ändern sich Informationen auf dem Datenbus nur, solange die Taktleitung SCL auf „0" liegt. Die Informationen auf SDA sind gültig, solange SCL auf „1" geht.

Der Speicher kann im Rahmen eines I²C-Bus-Systems sowohl als Empfänger als auch als Sender arbeiten (slave receiver bzw. slave transmitter). Informationen werden zwischen einer Start- und einer Stopbedingung stets byteweise (jeweils 8 Bit) übertragen. Zwischen der Rückflanke des achten Übertragungsimpulses und eines neunten Acknowledge-Clockimpulses legt der Speicher als Empfangsbestätigung die Leitung SDA auf Low, sofern die Chipselektbedingungen erfüllt sind. Bei Datenausgabe wird der Datenausgang hochohmig, wenn der master receiver beim Acknowledge-Clockimpuls die SDA-Leitung auf „High" beläßt.

Der zum Betrieb des I²C-Busses notwendige, zeitliche Signalverlauf ist in **Abb. 2** zusammengestellt (High-Speed-Mode).

Steuerung über den I²C-Bus

Über den I²C-Bus wird der Speicher vom Controller (Master) in zwei Betriebsarten angesteuert: Auslesen und Umprogrammieren mit Löschen und Schreiben einer Speicheradresse. In beiden Betriebsarten muß der Controller als Sender nach der Startbedingung jeweils drei Bytes und zusätzlich jeweils einen Acknowledgetakt auf dem Bus ausgeben. Ein verkürzter Auslesemodus erlaubt es, unmittelbar nach der Eingabe der Slave-Adresse Daten auszulesen. Beim Auslesen des Speichers sind wenigstens weitere acht Taktimpulse für die Datenübernahme aus dem Speicher erforderlich, bevor die Stopbedingung folgen darf. Im Falle des Programmierens wird der aktive Programmiervorgang erst durch die Stopbedingung nach der Dateneingabe gestartet.

Im Chipauswahlwort kann der Anwender über insgesamt drei Chipselektbits CS0, CS1, CS2 für eine Parallelschaltung von acht Speicherbausteinen frei verfügen. Chipselekt ist bei logischer Übereinstimmung der drei Steuerbits mit den eingestellten Bedingungen an den drei Selekteingängen CS0, CS1, CS2 erreichbar.

Auslesen des Speichers

Nach Eingabe der ersten beiden Steuerworte und 18 SCL-Impulsen wird durch erneutes Einstellen der Startbedingung und durch ein drittes Steuerwort der Speicher auf Auslesebereitschaft eingestellt. Während des Acknowledge-Taktes Nr. 9 wird die Speicherinformation parallel in das interne Datenregister übernommen. Nach der Rückflanke des Acknowledge-Taktes ist der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit kann abgefragt werden. Mit jedem Schiebetakt gelangt ein weiteres Bit an den Ausgang. Nach Auslesen eines

Bytes wird der interne Adreßzähler mit dem „Acknowledge" des „Master receiver" jeweils automatisch um 1 erhöht, so daß beliebig viele Speicherplätze nacheinander ausgelesen werden können. Bei Adresse 127 erfolgt ein Überlauf auf Adresse 0. Mit der Stopbedingung wird der Datenausgang wieder hochohmig. Die interne Ablaufsteuerung des Speichers wird mit der Stopbedingung aus dem Lese- in den Ruhestand zurückgesetzt.

Umprogrammieren des Speichers

Ein Umprogrammierzyklus eines Speicherwortes setzt sich aus einem Lösch- und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle 8 Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1"-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0"-Zustände entsprechend der Information im internen Datenregister, d. h. in Übereinstimmung mit dem dritten eingegebenen Steuerwort hergestellt.

Nach dem 27. und letzten Takt der Steuerworteingabe wird über die abzuschließende Stopbedingung der aktive Programmiervorgang gestartet. Der aktive Umprogrammiervorgang läuft durch chipinterne Steuerung ab und kann durch erneutecs Ansprechen des Bausteins über SCL und SDA abgebrochen werden.

Die Dauer des Umprogrammierens hängt von Exemplarstreuungen und Datenmustern ab. Sie beträgt unter Sollbedingung der Betriebsspannung für Löschen und Schreiben maximal 30 ms, typisch 15 ms. Bei Eingabe eines Datenwortes ohne Schreibanforderung (Schreibanforderung heißt Datenbit im Datenregister auf „0") wird der Schreibvorgang unterdrückt und die Programmierdauer verkürzt sich. Bei nachfolgender Programmierung einer bereits gelöschten Speicheradresse wird wiederum der Löschvorgang unterdrückt, so daß sich die Umprogrammierzeit ebenfalls verkürzt.

Einschalten und Chipreset

Nach dem Einschalten der Betriebsspannung U_{DD} ist der Datenausgang hochohmig. Als erste Operation muß in jedem Fall ein Auslesevorgang auf beliebiger Wortadresse durchgeführt werden. Nach Datenausgabe und Stopbedingung ist die interne Ablaufsteuerung zurückgesetzt. Wird durch Steuerworteingabe anschließend ein aktiver Programmiervorgang gestartet, so setzt eine Stopbedingung die Ablaufsteuerung nicht zurück. Unmittelbar nach Einschalten der Betriebsspannungen wird ein Programmiervorgang vom Chip niemals akzeptiert.

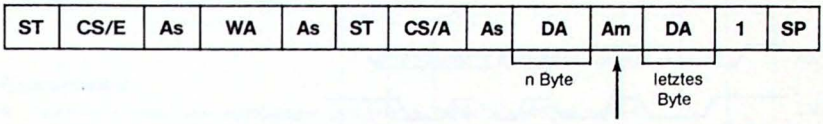
Testmodus-Gesamtlöschen

Das Adreßregister wird mit der Adresse 0, das Datenregister mit FF (hex) geladen. Dies geschieht durch die Eingabe des Steuerwortes „Programmieren", jedoch wird unmittelbar vor Erzeugung der Stopbedingung der Eingang CS2/TP von 0 V auf 12 V gelegt. Die anschließende Stopbedingung löst den Gesamtlöschvorgang aus. Die Steuerworteingabe muß unter der Bausteinadresse 0 (CS0 = L, CS1 = L, CS2 = L) erfolgen.

Nach Beendigung des Gesamtlöschvorgangs müssen die 12 V am Eingang CS2/TP wieder auf 0 V zurückgeschaltet werden.

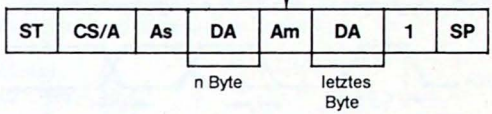
Steuerworteingabe

a) vollständig (mit Eingabe der Wortadresse)

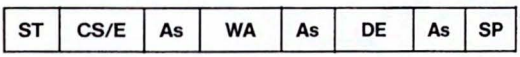


Automatisches Erhöhen der Wortadresse

b) verkürzt
(Auslesen beginnt mit der zuletzt eingestellten Wortadresse)



Steuerworteingabe Programmieren



nach dieser Stopbedingung beginnt die Umprogrammierung)

Steuerworttabelle

Takt Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	(Acknowledge)
CS/E	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	0	0	durch Speicher
CS/A	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	1	0	durch Speicher
WA	X	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	durch Speicher
DE	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Speicher
DA	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Master

Bild 1

Betriebszustände des I²C-Busses

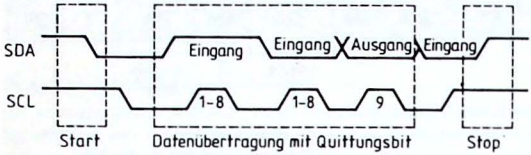
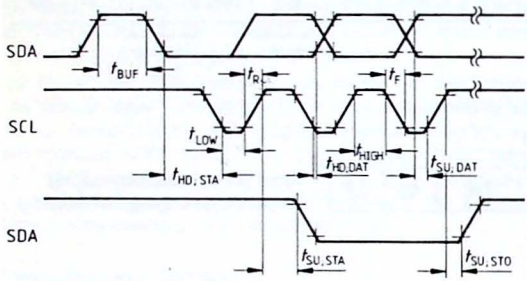


Bild 2

Zeitbedingungen für den I²C-Bus (High Speed Mode)



t_{BUF}	$t > t_{LOWmin}$	The minimum time the bus must be free before a new transmission can start
$t_{HD;SAT}$	$t > t_{HIGHmin}$	Start condition hold time
t_{LOWmin}	4,7 µs	Clock LOW period
$t_{HIGHmin}$	4 µs	Clock HIGH period
$t_{SU;STA}$	$t > t_{LOWmin}$	Start condition set-up time, only valid for repeated start code
$t_{HD;DAT}$	$t > 0$ µs	Data hold time
$t_{SU;DAT}$	$t > 250$ ns	Data set-up time
t_R	$t < 1$ µs	Rise time of both the SDA and SCL line
t_F	$t < 300$ ns	Fall time of both the SDA and SCL line
$t_{SU;STO}$	$t > t_{LOWmin}$	Stop condition set-up time

Anmerkung

Alle Werte beziehen sich auf U_{IH}- und U_{IL}-Pegel

Nichtflüchtiger Speicher
2-Kbit-EEPROM mit I²C-Bus-Schnittstelle

SDE 2526

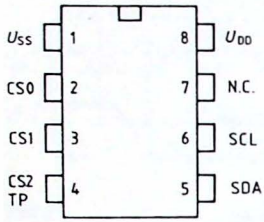
Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDE 2526	Q67100-H8443	P-DIP-8

Eigenschaften

- Elektrich wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik (E²PROM)
- Organisation 256 Worte zu je 8 Bit
- Betriebsspannung +5 V
- Serieller 2-Leitungsbus für Dateneingabe und -ausgabe (I²C-Bus)
- Umprogrammieren, Löschen und Schreiben in typisch 15 ms
- Umprogrammieren durch chipinterne Steuerung ohne externe Kontrolle
- Datenerhaltung besser als 10 Jahre
- Umprogrammierhäufigkeit $> 10^5$/Adresse
- Erweiterter Temperaturbereich −40 °C bis +110 °C

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	(Masse)
2 3 4	CS0 CS1 CS2/TP	Chipselecteingang Chipselecteingänge/ Testbetriebsteuerung
5 6	SDA SCL	Datenleitung Taktleitung } I²C-Bus
7	N.C.	nicht belegt
8	U_{DD}	Speisespannung

Erläuterungen zur Steuerworteingabe

CS/E CS/A	Chipselect für Dateneingabe in Speicher Chipselect für Datenausgabe aus Speicher
WA	Speicherwort-Adresse
DE	in Speicher zu schreibendes Datenwort
DA	aus Speicher gelesenes Datenwort
D0 bis D7	Datenbits
ST	Startbedingung
SP	Stopbedingung
As	Quittungsbit vom Speicher
Am	Quittungsbit vom Master
CS0, CS1, CS2	Chipselectbits
A0 bis A7	Speicherwort-Adreßbits

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{DD} U_I	−0,3 bis 6 −0,3 bis 6	V V
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,75 bis 5,25	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40 bis 110	°C

Statische Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung Speisestrom	U_{DD} I_{DD}	4,75		5,25 10	V mA

Eingänge SCL/SDA

Low-Pegel High-Pegel High-Strom $U_{IH} = U_{DD\ max}$	U_{IL} U_{IH} I_H	3,0		1,5 U_{DD} 10	V V µA

Ausgang SDA

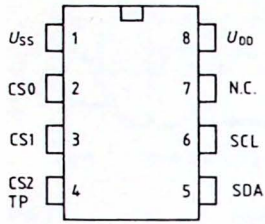
Low-Strom $U_{QL} = 0{,}4$ V	I_{QL}			3,0	mA
Leck-Strom $U_{QL} = U_{DD\ max}$	I_{QH}			10	µA

Eingänge CSO, CS1, CS2/TP

Low-Pegel High-Pegel High-Strom	U_{IL} U_{IH} I_{IH}	4,5		0,2 U_{DD} 100	V V µA
Taktfrequenz	f_{SCL}			100	kHz
Umprogrammierdauer (Löschen und Schreiben)	t_{prog}		15	30	ms
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Gesamtlöschdauer (Testmodus Gesamtlöschen)	t_{GL}			50	ms
Bedingung	$U_{CS2/TP}$	11	12	13	V

*) nicht gültig für den Eingang CS2/TP im Betrieb „Testmodus-Gesamtlöschen"

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	(Masse)
2	CS0	Chipselecteingang
3	CS1	Chipselecteingänge/
4	CS2/TP	Testbetriebsteuerung
5	SDA	Datenleitung } I²C-Bus
6	SCL	Taktleitung } I²C-Bus
7	N.C.	nicht belegt
8	U_{DD}	Speisespannung

Erläuterungen zur Steuerworteingabe

CS/E	Chipselect für Dateneingabe in Speicher
CS/A	Chipselect für Datenausgabe aus Speicher
WA	Speicherwort-Adresse
DE	in Speicher zu schreibendes Datenwort
DA	aus Speicher gelesenes Datenwort
D0 bis D7	Datenbits
ST	Startbedingung
SP	Stopbedingung
As	Quittungsbit vom Speicher
Am	Quittungsbit vom Master
CS0, CS1, CS2	Chipselectbits
A0 bis A7	Speicherwort-Adreßbits

Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung Eingangsspannung	U_{DD} U_I	−0,3 bis 6 −0,3 bis 6	V V
Lagertemperatur	T_{stg}	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	4,75 bis 5,25	V
Umgebungstemperatur	T_U	−40 bis 110	°C

Statische Kenndaten

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung Speisestrom	U_{DD} I_{DD}	4,75		5,25 10	V mA

Eingänge SCL/SDA

Low-Pegel High-Pegel High-Strom $U_{IH} = U_{DD\ max}$	U_{IL} U_{IH} I_H	3,0		1,5 U_{DD} 10	V V µA

Ausgang SDA

Low-Strom $U_{QL} = 0{,}4$ V	I_{QL}			3,0	mA
Leck-Strom $U_{QL} = U_{DD\ max}$	I_{QH}			10	µA

Eingänge CSO, CS1, CS2/TP

Low-Pegel High-Pegel High-Strom	U_{IL} U_{IH} I_{IH}	4,5		0,2 U_{DD} 100	V V µA
Taktfrequenz	f_{SCL}			100	kHz
Umprogrammierdauer (Löschen und Schreiben)	t_{prog}		15	30	ms
Eingangskapazität	C_I			10	pF
Gesamtlöschdauer (Testmodus Gesamtlöschen)	t_{GL}			50	ms
Bedingung	$U_{CS2/TP}$	11	12	13	V

*) nicht gültig für den Eingang CS2/TP im Betrieb „Testmodus-Gesamtlöschen"

I²C-Bus-Schnittstelle (Abb. 1 und 2)

Der I²C-Bus ist ein bidirektionaler Zweileitungsbus für Datenübertragung zwischen verschiedenen integrierten Schaltungen. Er besteht aus einer seriellen Datenleitung SDA und einer seriellen Taktleitung SCL. Beide Leitungen benötigen einen externen Pull-up-Widerstand nach U_{DD} (Open-Drain-Ausgangsstufen).

Die möglichen Betriebszustände des I²C-Busses sind in **Abb. 1** dargestellt. Im Ruhezustand liegen beide Leitungen SDA ind SCL auf High, d. h. die Ausgangsstufen sind gesperrt. Solange SCL fest auf „1" bleibt, zeigen Informationsänderungen auf dem Datenbus den Anfang bzw. das Ende einer Datenübertragung zwischen zwei Bausteinen an. Der Übergang an SDA von „1" nach „0" ist dabei eine Startbedingung, der Übergang von „0" nach „1" eine Stopbedingung. Während einer Datenübertragung ändern sich Informationen auf dem Datenbus nur, solange die Taktleitung SCL auf „0" liegt. Die Informationen auf SDA sind gültig, solange SCL auf „1" geht.

Der Speicher kann im Rahmen eines I²C-Bus-Systems sowohl als Empfänger als auch als Sender arbeiten (slave receiver bzw. slave transmitter). Informationen werden zwischen einer Start- und einer Stopbedingung stets byteweise (jeweils 8 Bit) übertragen. Zwischen der Rückflanke des achten Übertragungsimpulses und eines neunten Acknowledge-Clockimpulses legt der Speicher als Empfangsbestätigung die Leitung SDA auf Low, sofern die Chipselektbedingungen erfüllt sind. Bei Datenausgabe wird der Datenausgang hochohmig, wenn der master receiver beim Acknowledge-Clockimpuls die SDA-Leitung auf „High" beläßt.

Der zum Betrieb des I²C-Busses notwendige, zeitliche Signalverlauf ist in **Abb. 2** zusammengestellt (High-Speed-Mode).

Steuerung über den I²C-Bus

Über den I²C-Bus wird der Speicher vom Controller (Master) in zwei Betriebsarten angesteuert: Auslesen und Umprogrammieren mit Löschen und Schreiben einer Speicheradresse. In beidene Betriebsarten muß der Controller als Sender nach der Startbedingung jeweils drei Bytes und zusätzlich jeweils einen Acknowledgetakt auf dem Bus ausgeben. Ein verkürzter Auslesemodus erlaubt es, unmittelbar nach der Eingabe der Slave-Adresse Daten auszulesen. Beim Auslesen des Speichers sind wenigstens weitere acht Taktimpulse für die Datenübernahme aus dem Speicher erforderlich, bevor die Stopbedingung folgen darf. Im Falle des Programmierens wird der aktive Programmiervorgang erst durch die Stopbedingung nach der Dateneingabe gestartet.

Im Chipauswahlwort kann der Anwender über insgesamt drei Chipselektbits CS0, CS1, CS2 für eine Parallelschaltung von acht Speicherbausteinen frei verfügen. Chipselekt ist bei logischer Übereinstimmung der drei Steuerbits mit den eingestellten Bedingungen an den drei Selekteingängen CS0, CS1, CS2 erreichbar.

Auslesen des Speichers

Nach Eingabe der ersten beiden Steuerworte und 18 SCL-Impulsen wird durch erneutes Einstellen der Startbedingung und durch ein drittes Steuerwort der Speicher auf Auslesebereitschaft eingestellt. Während des Acknowledge-Taktes Nr. 9 wird die Speicherinformation parallel in das interne Datenregister übernommen. Nach der Rückflanke des Acknowledge-Taktes ist der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit kann abgefragt werden. Mit jedem Schiebetakt gelangt ein weiteres Bit an den Ausgang. Nach Auslesen eines

Bytes wird der interne Adreßzähler mit dem „Acknowledge" des „Master receiver" jeweils automatisch um 1 erhöht, so daß beliebig viele Speicherplätze nacheinander ausgelesen werden können. Bei Adresse 255 erfolgt ein Überlauf auf Adresse 0. Mit der Stopbedingung wird der Datenausgang wieder hochohmig. Die interne Ablaufsteuerung des Speichers wird mit der Stopbedingung aus dem Lese- in den Ruhezustand zurückgesetzt.

Umprogrammieren des Speichers

Ein Umprogrammierzyklus eines Speicherwortes setzt sich aus einem Lösch- und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle 8 Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1"-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0"-Zustände entsprechend der Information im internen Datenregister, d. h. in Übereinstimmung mit dem dritten eingegebenen Steuerwort hergestellt.

Nach dem 27. und letzten Takt der Steuerworteingabe wird über die abzuschließende Stopbedingung der aktiven Programmiervorgang gestartet. Der aktive Umprogrammiervorgang läuft durch chipinterne Steuerung ab und kann durch erneutes Ansprechen des Bausteins über SCL und SDA abgebrochen werden.

Die Dauer des Umprogrammierens hängt von Exemplarstreuungen und Datenmustern ab. Sie beträgt unter Sollbedingung der Betriebsspannung für Löschen und Schreiben maximal 30 ms, typisch 15 ms. Bei Eingabe eines Datenwortes ohne Schreibanforderung (Schreibanforderung heißt Datenbit im Datenregister auf „0") wird der Schreibvorgang unterdrückt und die Programmierdauer verkürzt sich. Bei nachfolgender Programmierung einer bereits gelöschten Speicheradresse wird wiederum der Löschvorgang unterdrückt, so daß sich die Umprogrammierzeit ebenfalls verkürzt.

Einschalten und Chipreset

Nach dem Einschalten der Betriebsspannung U_{DD} ist der Datenausgang hochohmig. Als erste Operation muß in jedem Fall ein Auslesevorgang auf beliebiger Wortadresse durchgeführt werden. Nach Datenausgabe und Stopbedingung ist die interne Ablaufsteuerung zurückgesetzt. Wird durch Steuerworteingabe anschließend ein aktiver Programmiervorgang gestartet, so setzt eine Stopbedingung die Ablaufsteuerung nicht zurück. Unmittelbar nach Einschalten der Betriebsspannungen wird ein Programmiervorgang vom Chip niemals akzeptiert.

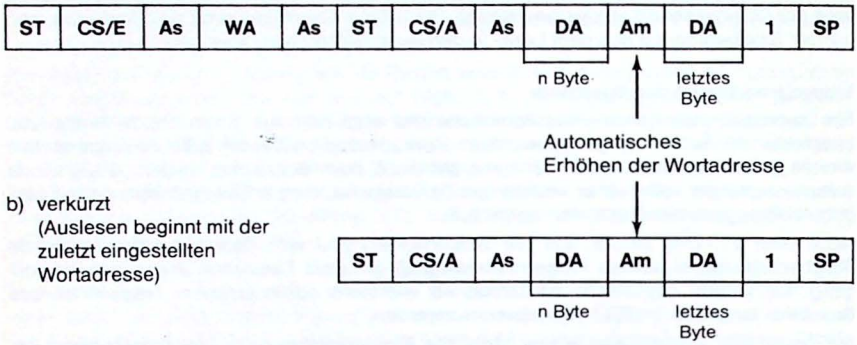
Testmodus-Gesamtlöschen

Das Adreßregister wird mit der Adresse 0, das Datenregister mit FF (hex) geladen. Dies geschieht durch die Eingabe des Steuerwortes „Programmieren", jedoch wird unmittelbar vor Erzeugung der Stopbedingung der Eingang CS2/TP von 0 V auf 12 V gelegt. Die anschließende Stopbedingung löst den Gesamtlöschvorgang aus. Die Steuerworteingabe muß unter der Bausteinadresse 0 (CS0 = L, CS1 = L, CS2 = L) erfolgen.

Nach Beendigung des Gesamtlöschvorgangs müssen die 12 V am Eingang CS2/TP wieder auf 0 V zurückgeschaltet werden.

Steuerworteingabe

a) vollständig (mit Eingabe der Wortadresse)



Steuerworteingabe Programmieren

nach dieser Stopbedingung beginnt die Umprogrammierung)

Steuerworttabelle

Takt Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	(Acknowledge)
CS/E	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	0	0	durch Speicher
CS/A	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	1	0	durch Speicher
WA	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	durch Speicher
DE	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Speicher
DA	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Master

Bild 1

Betriebszustände des I²C-Busses

Zeitbedingungen für den I²C-Bus (High Speed Mode)

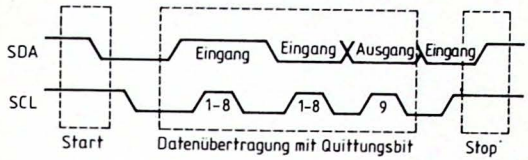
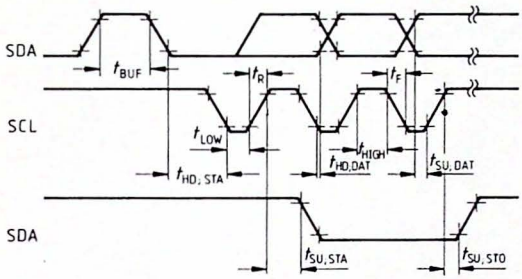


Bild 2

Zeitbedingungen für den I²C-Bus



t_{BUF}	$t > t_{LOWmin}$	The minimum time the bus must be free before a new transmission can start
$t_{HD;SAT}$	$t > t_{HIGHmin}$	Start condition hold time
t_{LOWmin}	4,7 µs	Clock LOW period
$t_{HIGHmin}$	4 µs	Clock HIGH period
$t_{SU;STA}$	$t > t_{LOWmin}$	Start condition set-up time, only valid for repeated start code
$t_{HD;DAT}$	$t > 0$ µs	Data hold time
$t_{SU;DAT}$	$t > 250$ ns	Data set-up time
t_R	$t < 1$ µs	Rise time of both the SDA and SCL line
t_F	$t < 300$ ns	Fall time of both the SDA and SCL line
$t_{SU;STO}$	$t > t_{LOWmin}$	Stop condition set-up time

Anmerkung

Alle Werte beziehen sich auf U_{IH}- und U_{IL}-Pegel

Infrarot Vorverstärker

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDE 4060	Q67000-A8134	P-DIP-8
TDE 4060 G	Q67000-A8135	ähnl. P-DSO-8 (SMD)
TDE 4061	Q67000-A8136	P-DIP-14
TDE 4061 G	Q67000-A8137	P-DSO-14 (SMD)

Eigenschaften

- Extrem niedrige Ruhestromaufnahme 650 µA, dadurch hervorragend geeignet für Systeme mit Batterieantrieb
- Speisespannung 4 V bis 6,5 V
- Hohe Gleichlichtunterdrückung
- Peripheriebeschaltung ohne Spule
- Großer Frequenzbereich bis 200 kHz
- Ausgangssignal wahlweise demoduliert/nicht demoduliert
- Temperaturbereich von −40 bis +110 °C

Funktionsbeschreibung

Die digitalen Signale, welche eine Infrarot-Empfangsdiode aufnimmt, müssen verstärkt werden; ggf. demoduliert. Diese Aufgabe übernehmen die Bausteine TDE 4061 mit integriertem Demodulator bzw. TDE 4060 ohne Demodulator. Ihre Einsatzgebiete umfassen daher den gesamten Bereich der Infrarotsignalübermittlung. Insbesondere sind das Kfz-Elektronik, Industrie-Elektronik, sowie die Unterhaltungs-Elektronik.

Der Einsatz schneller Bipolarschaltungstechnik ermöglicht die Verarbeitung hoher Frequenzen bei geringer Stromaufnahme. Die Anzahl externer Bauelemente konnte gegenüber älteren Konzepten weiter reduziert werden.

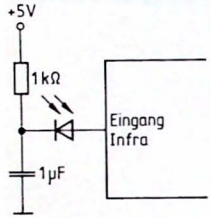
Funktionsbeschreibung und Anwendung

Dimensionierung und Aufbau

Der Baustein ist für die Anwendung in allen Infrarotsystemen geeignet. Je nach verwendeter Trägerfrequenz sind verschiedene optimale Außenbeschaltungen möglich.

Infrarot-Empfangs-Diode

Diese Diode führt mit der Kathode z. B. an die Baustein-Versorgung von 5 Volt. Das heißt, daß jegliche Störung auf dieser Leitung über die Sperrschichtkapazität der Diode an den Eingang Infra geleitet wird. Es empfiehlt sich daher einen RC-Tiefpaß zwischen der Plus-Versorgung und der Kathode der Diode zu schalten.



Eingang Infra

Der Eingang besitzt eine hohe Impedanz. Für die Ansteuerung werden nur Ströme im Bereich von Nanoampere benötigt. Es empfiehlt sich daher, die Anode der Infrarot-Diode direkt am Eingang Infra zu plazieren.

Kapazität C_S

Durch die Beschaltung mit C_S bekommt der Vorverstärker eine RC-Hochpaß-Charakteristik. Die Kapazität C_S wirkt aber auch im Zusammenhang mit C_{REG} und dem Doppel-T-Glied. Vor allem das Einschwingverhalten wird durch die Kombination der äußeren Beschaltungselemente beeinflußt. Als Anhaltspunkte für gebräuchliche Infrarot-Systeme lassen sich die zwei folgenden Wertekombinationen angeben:

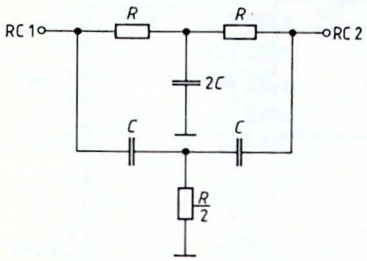
Trägerfrequenz ca. 30 kHz ergibt $C_S = 100$ nF
Trägerfrequenz ca. 120 kHz ergibt $C_S = 10$ nF

Kapazität C_{REG}

Die Verstärkung des Vorverstärkers ist regelbar. Je größer das HF-Eingangssignal ist, desto stärker wird die Verstärkung zurückgeregelt. Die Zeitkonstante wird von C_{REG} bestimmt. Bei Verwendung eines Biphase-Codes (Fernsehen) zeigen sich 470 nF als günstig. Bei Signalcodes, welche keine Vorsignale zur Einregelung abgeben, kann man C_{REG} bis auf ca. 10 nF verringern. Bei kleinen Kapazitäten neigt die Schaltung eventuell zum Schwingen.

Doppel-T-Glied an RC1 und RC2

Die Verwendung eines Doppel-T-Filters hat sich bei allen Anwendungen als beste Lösung gezeigt. Die Sperrfrequenz berechnet sich nach der Formel $\omega_{Sperr} = \frac{1}{RC}$



Die Sperrfrequenz muß identisch sein mit der Trägerfrequenz des Infrarot-Signales. Das läßt sich mit verschiedenen Kombinationen von *R* und *C* erreichen. Der maximale Wert für *R* sollte 100 kΩ nicht überschreiten, weil sonst der Spannungsabfall am Gleichstrompfad zu groß wird. Wenn die Schaltung schwingt, kann man versuchen durch niederohmigere *R* die Verstärkung zu reduzieren.

Ausgang

Der Ausgang ist ein offener Kollektor. Wenn der Transistor durchgeschaltet ist, beträgt der maximale Kollektorstrom 1 mA. Weil bei einer Mitkopplung zwischen Ausgang und Eingang die Schaltung schwingen kann, empiehlt es sich den Kollektorstrom möglichst klein zu halten. Hält man den Kollektorstrom unterhalb 200 µA, so ist auch bei ungünstigem Platinenlayout ein Schwingen fast ausgeschlossen. Bei längerer Leitungsführung muß eventuell eine Kapazität gegen Masse am Ausgang angeschlossen werden.

Allgemeines

Die Anschlußbelegung wurde so gewählt, daß ein mögliches Übersprechen zwischen kritischen Anschlüssen klein gehalten wird. Diesen Gedanken sollte man auch bei der Layout-Entwicklung beachten. Eventuell muß auch die Versorgungsspannung mit einer Kapazität abgeblockt werden, vor allem wegen des Stromhubes den der Ausgang erzeugt.

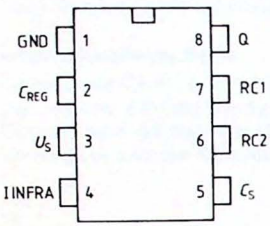
TDE 4061

Demodulator-Kapazität C_D

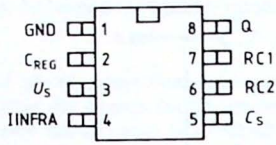
Bei gewünschter gleicher Signalform zwischen Eingang und Ausgang bleiben Anschluß C_D und D/ND unbeschaltet. Wenn die Trägerung des Eingangs-Signales am Ausgang nicht erscheinen soll, muß das Signal demoduliert werden. Dazu legt man den Anschluß D/ND auf Masse und beschaltet C_D mit einer Kapazität. Abhängig vom gesendeten Code sind Kapazitätswerte zwischen 100 pF und 1 nF günstig.

Anschlußbelegungen
(Ansicht von oben)

TDE 4060



TDE 4060 G

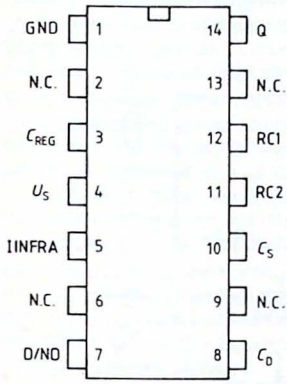


Anschlußbelegung

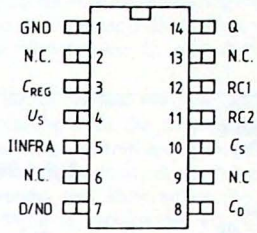
Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2	C_{REG}	Zeit konstant für Verstärkungsrückregelung
3	U_S	Speisespannung
4	I INFRA	Eingang INFRA
5	C_S	Zeit konstant für Gleichlicht-Ausregelung
6 7	RC2 RC1	} Bandpaß
8	Q	Ausgang

Anschlußanordnungen
(Ansicht von oben)

TDE 4061



TDE 4061 G



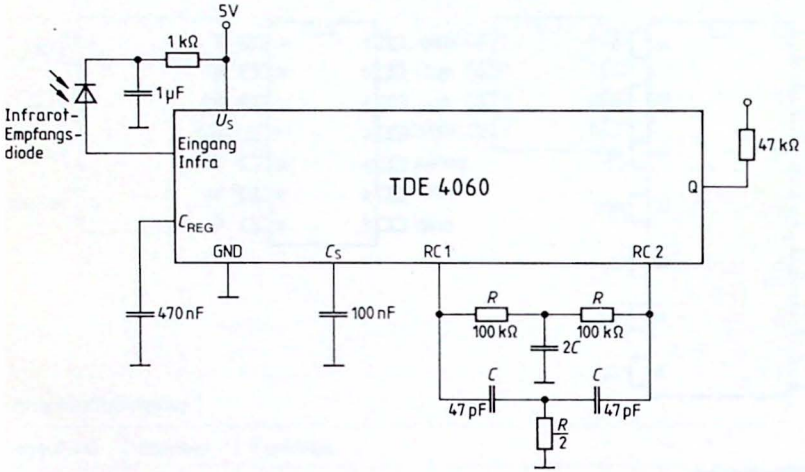
Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2	N.C.	Nicht belegt
3	C_{REG}	Zeit konstant für Verstärkungsrückregelung
4	U_S	Speisespannung
5	I INFRA	Eingang Infrarot
6	N.C.	Nicht belegt
7	D/ND	Umschaltung Demodulator
8	C_D	Zeit konstant für Demodulator
9	N.C.	Nicht belegt
10	C_S	Zeit konstant für Gleichlicht-Ausregelung
11 12	RC2 RC1	} Bandpaß
13	N.C.	Nicht belegt
14	Q	Ausgang

Anwendungsbeispiel

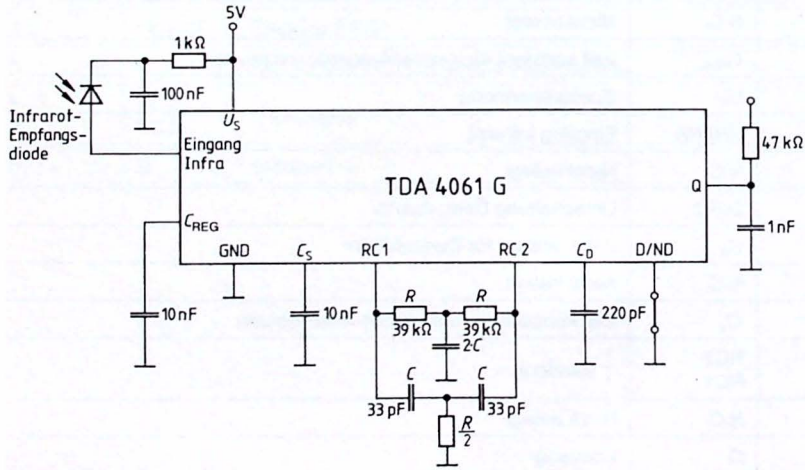
Fernbedienung mit Biphase-Code.

Trägerfrequenz ca. 30 kHz



Elektronischer Türschlüssel

Trägerfrequenz ca. 120 kHz; Ausgangssignal demoduliert



Schaltungsbeschreibung

Eine Infrarot-Diode empfängt gewöhnlich neben dem gewünschten Signal auch noch das Infrarotspektrum des eingestrahlten Tageslichtes, den 100-Hz-Brumm von Glühbirnen und Teile aus dem Spektrum von Leuchtstoffröhren.

Die im Blockschaltbild eingezeichnete Stromsenke leitet die unerwünschten niederfrequenten Diodenströme ab und stabilisiert gleichzeitig den Arbeitspunkt am Eingang des rauscharmen Vorverstärkers auf ca. 1,4 Volt. Der Kapazitätswert von C_S muß auf die Trägerfrequenz des Infrarot-Signales abgestimmt werden.

Im rauscharmen Vorverstärker wird das Signal so weit verstärkt, daß für den Bandpaß eine ausreichend große Amplitude zur Verfügung steht. Die Verstärkung des rauscharmen Vorverstärkers wird in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude geregelt. Wenn die Signalamplitude entsprechend größer als die Störamplitude (z. B. von einer Leuchtstoffröhre) ist, verhindert diese Verstärkungsrückregelung, daß allein schon die Störamplitude den Verstärker übersteuert und das Nutzsignal dadurch „verschluckt" wird. Es können also dann (mit eingeschränkter Empfindlichkeit) auch gestörte Signale ausgewertet werden.

Der dem rauscharmen Vorverstärker nachgeschaltete Bandpaß verbessert das Signal-Rausch-Verhältnis des Signales. Der Flankenjitter des Ausgangssignales ist dadurch geringer. Das extern zu beschaltende RC-Filter muß Bandsperren-Charakteristik und einen Gleichstrompfad haben. Die Sperrfrequenz des externen RC-Filters ist identisch mit der Trägerfrequenz des Nutzsignales.

Der Treiber hat am Ausgang einen offenen Kollektor. Ohne Eingangssignal ist der Ausgang High.

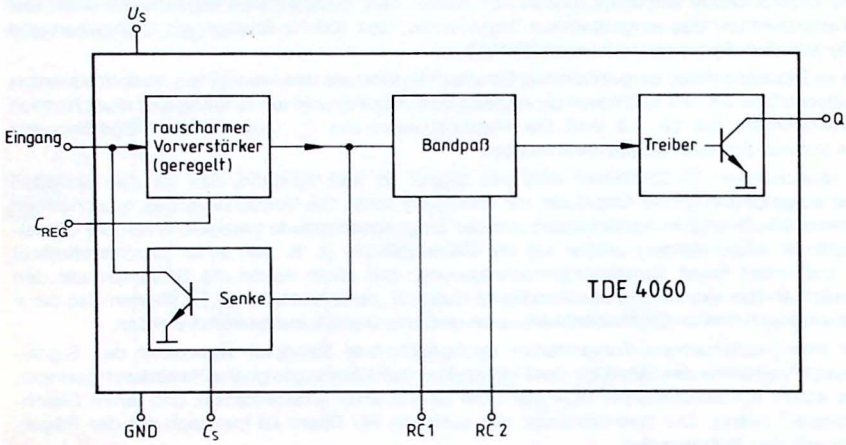
Für TDE 4061

Der Demodulator lädt oder entlädt die Kapazität C_D mit konstanten Strömen. Wenn Signal anliegt, wird geladen. Beim Überschreiten der Schaltschwelle an C_D wird der Treiberausgang auf Low gesetzt. Für einen störungsunempfindlichen Betrieb wählt man die Kapazität C_D so, daß nach der halben Anzahl Trägerungsimpulse eines Bits der Ausgang schaltet.

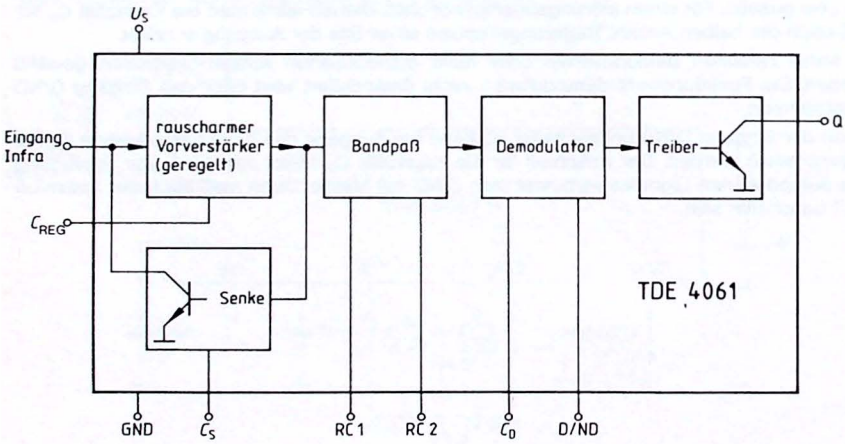
Es kann zwischen demodulierten oder nicht demodulierten Ausgangssignalen gewählt werden. Die Funktionswahl demoduliert – nicht demoduliert wird über den Eingang D/ND programmiert.

Wenn der Eingang D/ND unbeschaltet ist, kann am Ausgang das nicht demodulierte Signal abgenommen werden. Der Anschluß für die Kapazität C_D bleibt dann frei. Zur Erzeugung des demodulierten Signales verbindet man D/ND mit Masse. Dann muß auch der Anschluß „C_D" beschaltet sein.

Blockschaltbild



Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = -40$ bis $+110$ °C

Bezeichnung		Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung		U_S	−0,3	7	V
Eingang INFRA C_S, C_D, C_{REG}		I_{INFRA} $I_{CS, CD, CREG}$		10 10	mA mA
D/ND (TDE 4061) RC1, RC2		$U_{D/ND}$ $U_{RC1, RC2}$	−0,3 −0,3	U_S U_S	V V
Ausgang		U_Q I_Q	−0,3 0	7 3	V mA
Lagertemperatur		T_{stg}	−40	125	°C
Wärmewiderstand System-Gehäuse für TDE 4060	P-DIP-8 P-DSO-8	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$		100 180	K/W K/W
System-Gehäuse für TDE 4061	P-DIP-14 P-DSO-14	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$		65 125	K/W K/W

Funktionsbereich

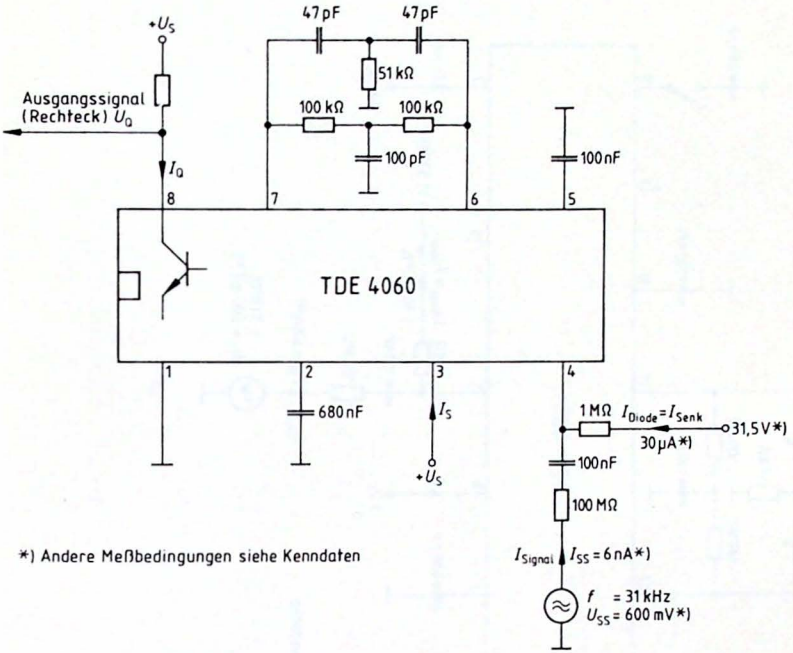
Speisespannung	U_S	4	6,5	V
Strom in die Senke am Eingang INFRA	I_{Senk}	0	2,0	mA
Eingangsspannung $Z_{iGen} < 100\ \Omega$	U_{INFRA}	0,6	600	mV_{eff}
Frequenzbereich (für die Trägerung)		20	200	kHz
Umgebungstemperatur	T_U	−40	110	°C

Kenndaten
$U_S = 4$ V bis 6,5 V
$T_U = -40$ °C bis +110 °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_S	Ausgang offen; $I_Q = 0$ mA			650	µA
Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang $T_U = -40$ °C bis +70 °C	I_{Signal}	Diodengleichstrom $I_{Diode} = I_{Senk}$		1,3		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 1$ µA				
		$I_{Diode} < 10$ µA		3,4		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 30$ µA	6,0			nA_{SS}
		$I_{Diode} < 100$ µA	12			nA_{SS}
		$I_{Diode} < 1000$ µA	15			nA_{SS}
Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang $T_U = 70$ °C bis +85 °C	I_{Signal}	Diodengleichstrom ($I_{Diode} = I_{Senk}$)		8		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 1$ µA				
		$I_{Diode} < 10$ µA		11		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 30$ µA		13		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 100$ µA		16		nA_{SS}
		$I_{Diode} < 1000$ µA		25		nA_{SS}
Umschalteingang D/ND						
Ausgang demoduliert TDE 4061	$-I_{D/ND}$	$0 < U_{D/ND} < 0{,}4$ V		10		µA*)
Ausgang nicht demod. TDE 4060	$I_{D/ND}$	$1\text{ V} < U_{D/ND} < U_S$			1	mA
Ausgangsstrom (Ausgang High)	I_Q	$0 < U_Q < 7$ V			10	µA
Ausgangsspannung (Ausgang Low)	U_Q	$0 < I_Q < 1$ mA			0,4	V

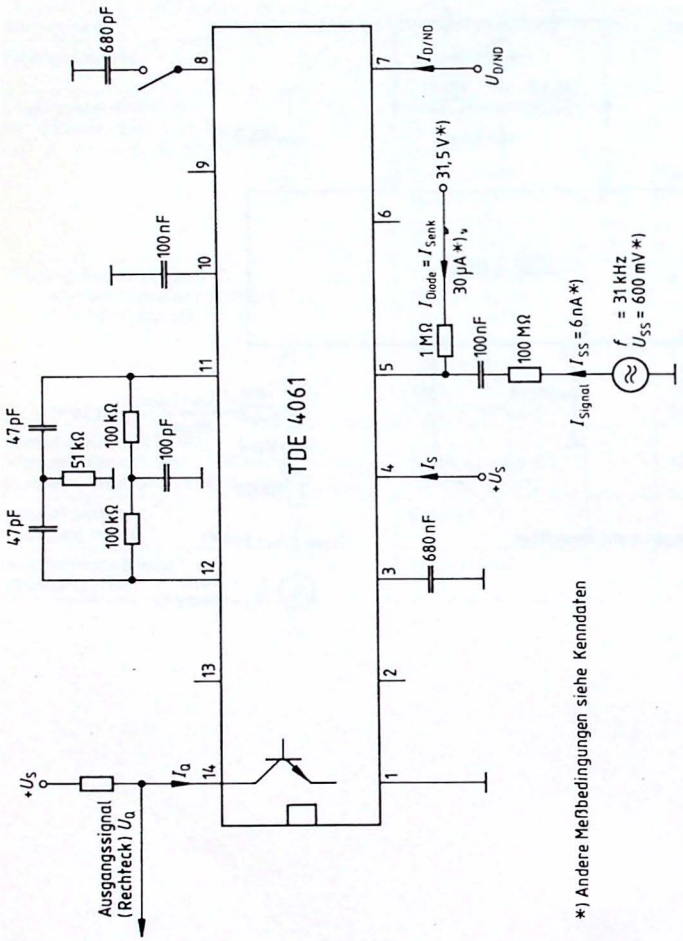
*) Für TDE 4061 gilt bei „Ausgang nicht demoduliert" Anschluß D/ND unbeschaltet ($I_{D/ND} = 0$)

Meßschaltung



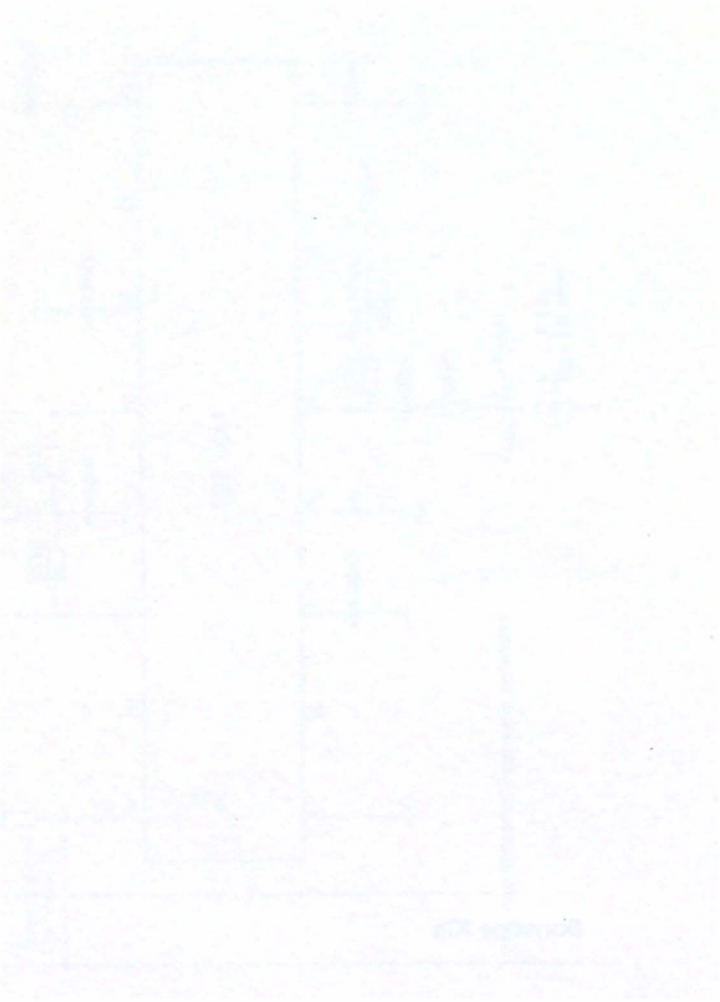
*) Andere Meßbedingungen siehe Kenndaten

Meßschaltung



*) Andere Meßbedingungen siehe Kenndaten

Sonstige ICs



MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 43215 P/SH 100	Q67120-C154	P-DIP-40

Kurzbeschreibung[1)]

Die integrierte MOS-Schaltung SLE 43215 P/SH 100 ist der Ein-Chip-Rechner SLE 43215 mit speziellem ROM-Programm SH 100 für einen zeit- und witterungsgeführten Heizungsregler.

Regler dieser Art finden in energiesparenden Gebäudeheizungen verbreitet Anwendung. Geregelt wird die Vorlauftemperatur des Heizwassers. Sie wird den wechselnden Außentemperaturen so angepaßt, daß sich eine weitgehende Konstanz der Raumtemperatur ergibt.

Darüberhinaus wird die Heizenergie den individuellen Benutzungszeiten des Gebäudes entsprechend zugeführt, d. h. die Vorlauftemperatur nach einem Zeitprogramm gegenüber der Normalbeheizung abgesenkt.

Herkömmliche, analog arbeitende, witterungsgeführte Heizungsregler mit elektrischer Tages- oder Wochenschaltuhr regeln die Vorlauftemperatur bzw. die Kesseltemperatur einer Zentralheizung in Abhängigkeit von der Außentemperatur und der Tageszeit. Damit sind Energiekosteneinsparungen bis zu etwa 20% möglich.

Der Zusammenhang zwischen Außen- und Vorlauftemperatur ist durch eine sogenannte Heizkennlinie gegeben. Sie ist am Heizungsregelgerät einstellbar und vom Benutzer (oder Heizungsinstallateur) auf die heizungstechnischen Daten des jeweiligen Gebäudes abzustimmen. Bei richtig eingestellter Heizkurve bleibt die Raumtemperatur bei schwankender Außentemperatur konstant.

Durch den Einsatz des Mikrocomputers SLE 43215 P/SH 100 lassen sich Heizungsregler entscheidend verbessern, und zwar in den Punkten:

- ausgefeilter Regelalgorithmus
- Selbstüberwachung
- günstiges Preis-/Leistungsverhältnis
- hoher Bedienkomfort

[1)] Ein Schaltbeispiel beschreibt Hard- und Software eines kompletten Reglers und seine Bedienung. Technische Daten des SLE 43215 P/SH 100 sind dem Datenblatt SAB 80215/SLE 43215 zu entnehmen.

Funktionsumfang des Heizungsreglers

In Kombination mit dem Programm des SLE 43215 P/SH 100 weist die Heizungsreglerschaltung folgenden Funktionsumfang auf:

- Absenkprogramm für sieben Tage
- je Tag zwei Absenkperioden
- Einstellung der Heizkennliniensteigung
- Einstellung der Raumtemperatur durch Parallelverschiebung der Heizkurve
- Einstellung der Absenktemperatur
- Zeituhr
- Sicherung der Zeituhr (Tag, Std., Min.) und sämtlicher Eingabedaten gegen Netzausfall bis zu sechs Stunden
- Einrichtung zur Messung und Anzeige von zwei Temperaturen mit mindestens ± 2 K Genauigkeit (DIN 32 729)
- Überwachung der Sensoren auf Leitungsbruch und Kurzschluß (Warnsignal, Selbstsicherung)
- Regelung mit einstellbarem I-Anteil
- einfache und sichere Bedienung (Benutzerfreundlichkeit)
- bedarfsgesteuerte Pumpenschaltung

Besondere Eigenschaften des SLE 43215 P/SH 100

Der SLE 43215 P/SH 100 enthält einen vollständigen 8-bit-Standard-MC und verschiedene periphere Schaltungen auf einem Chip. Der Rechnerkern entspricht dem SAB 8021, jedoch mit 2-Kbyte-ROM und 128-byte-RAM.

Die auf dem Chip mitintegrierte Peripherie, die besonders für den Heizungsregler von Bedeutung ist, besteht u. a. aus:

- 8-bit-A/D-Wandler mit 3 gemultiplexten Eingängen
- Zeituhr
- gemultiplexte Schnittstelle für 20 Eingabefunktionen, z. B. Tasten,
- gemultiplexte Schnittstelle für 40 Eingabefunktionen, z. B. 4-Sieben-Segment, Ziffern und 12 LED Anzeigen
- Ruhestromversorgung (5 mA) für RAM, Uhr und andere Funktionen
- Timer/Counter für 4, 8 und 12 Bit

Bild 1

SLE 43215 – Schnittstelle zur Peripherie

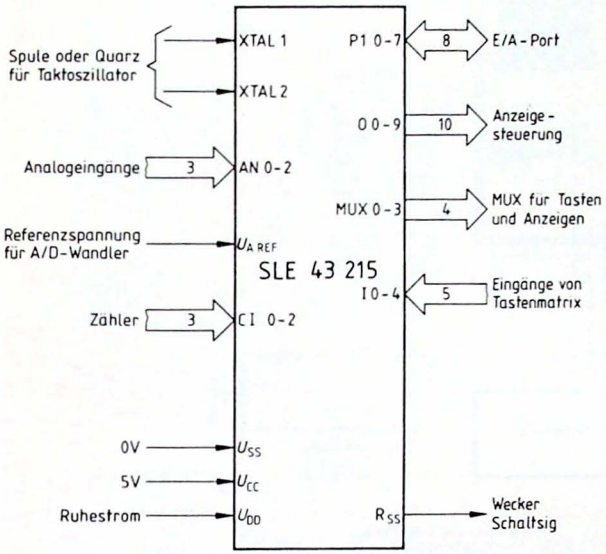
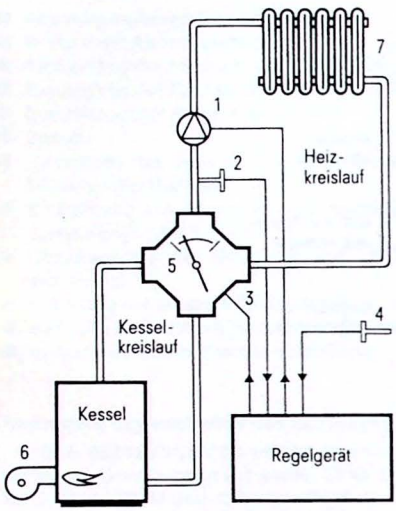


Bild 2
zeigt schematisch die Wirkungslinien des Regelgerätes in einer ölbefeuerten Heizanlage.



1 Pumpe
2 Vorlauffühler
3 Mischermotor
4 Außentemperaturfühler
5 Mischventil
6 Brenner
7 Heizkörper

Bild 3

Monovalenter Heizungsregler mit SLE 43215 P/SH 100 (Blockschaltbild)

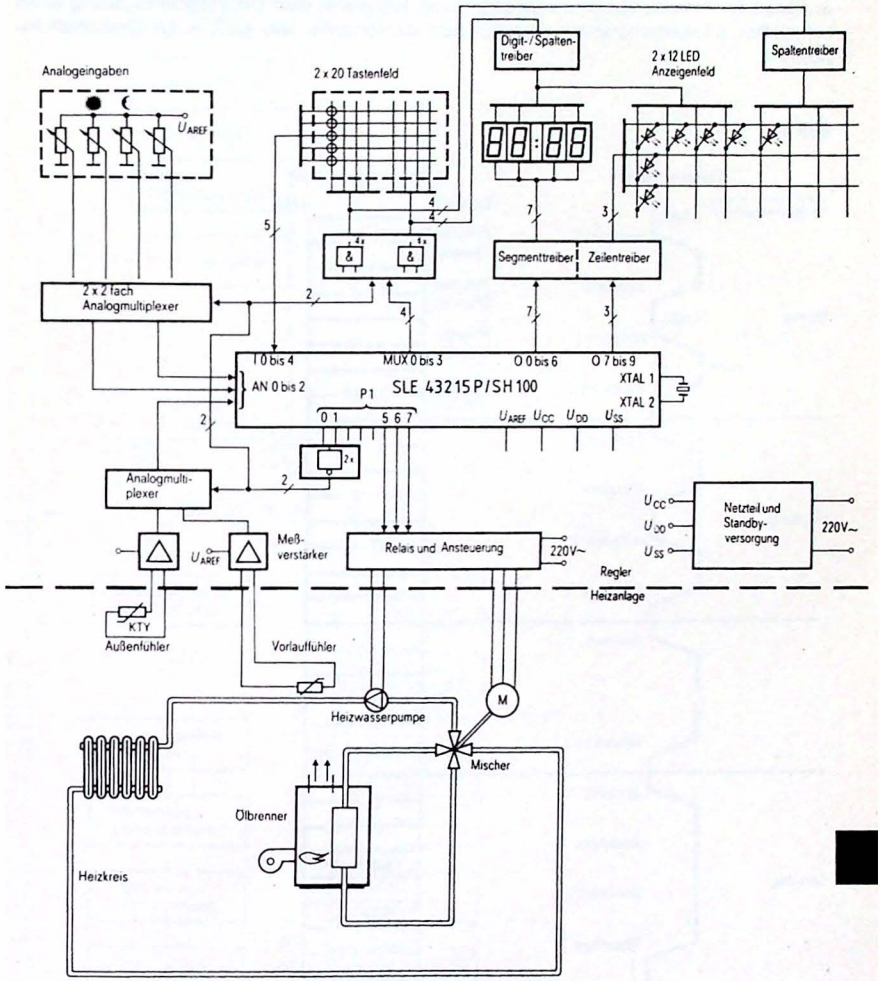
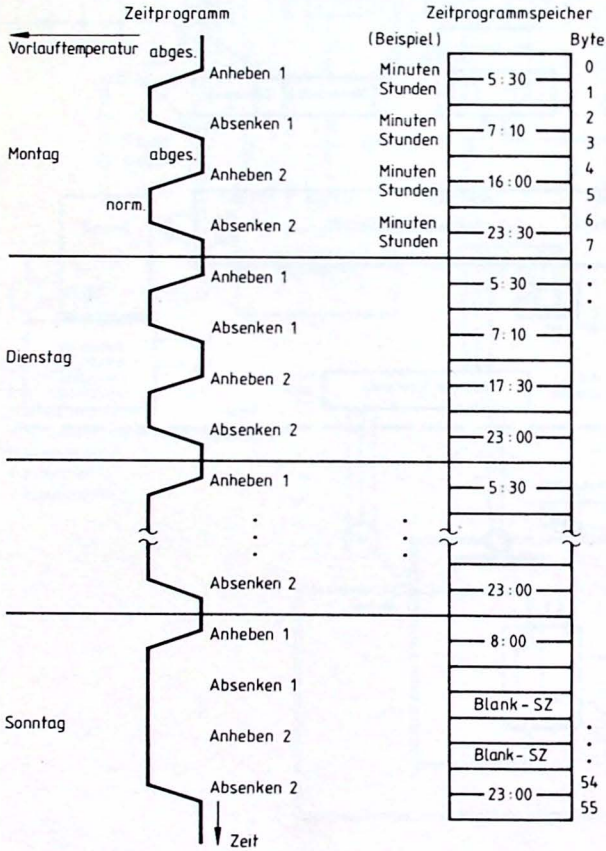


Bild 4 zeigt schematisch ein Beispiel für ein Wochenprogramm. An jedem Wochentag sind zwei Normalheizphasen vorgesehen. Zwischen zwei Normalheizphasen liegt eine Absenkphase, in der die Vorlauftemperatur zur Energieeinsparung abgesenkt wird. Das Zeitprogramm besteht aus der Folge, im 10-Minuten-Raster wählbarer, gespeicherter Umschaltzeitpunkte an denen die Vorlauftemperatur abgegeben bzw. abgesenkt wird. Die Programmierung eines kompletten Wochenprogramms erfordert also die Eingabe von 4 x 7 = 28 Umschaltzeitpunkten.

Bild 4



Beschreibung der Programmgrobstruktur

Bild 5
zeigt den Programmablauf der Heizungsregler-Software.

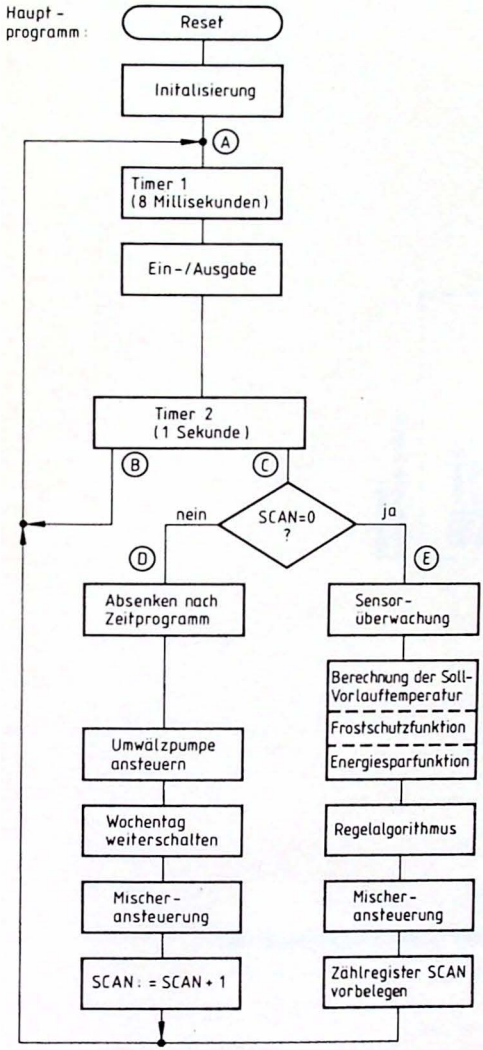
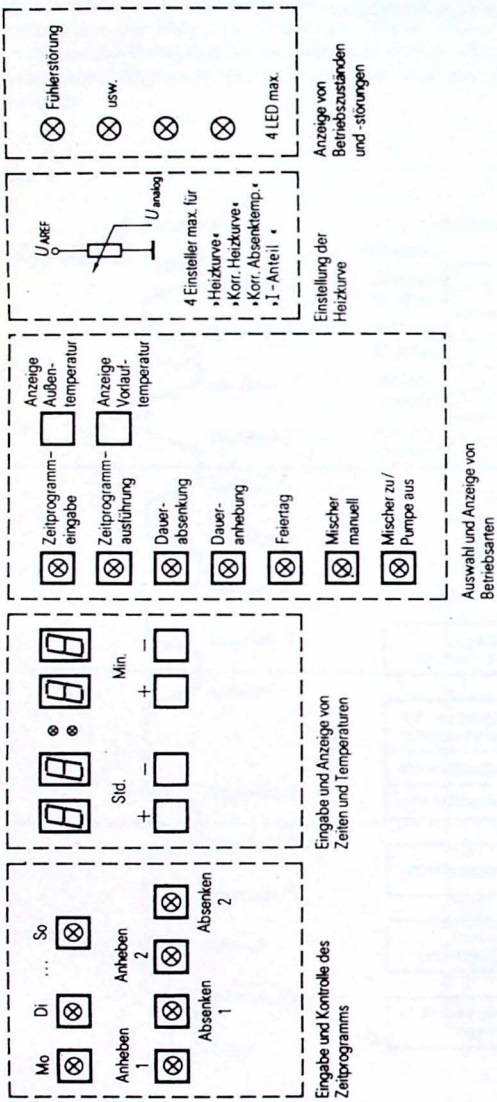
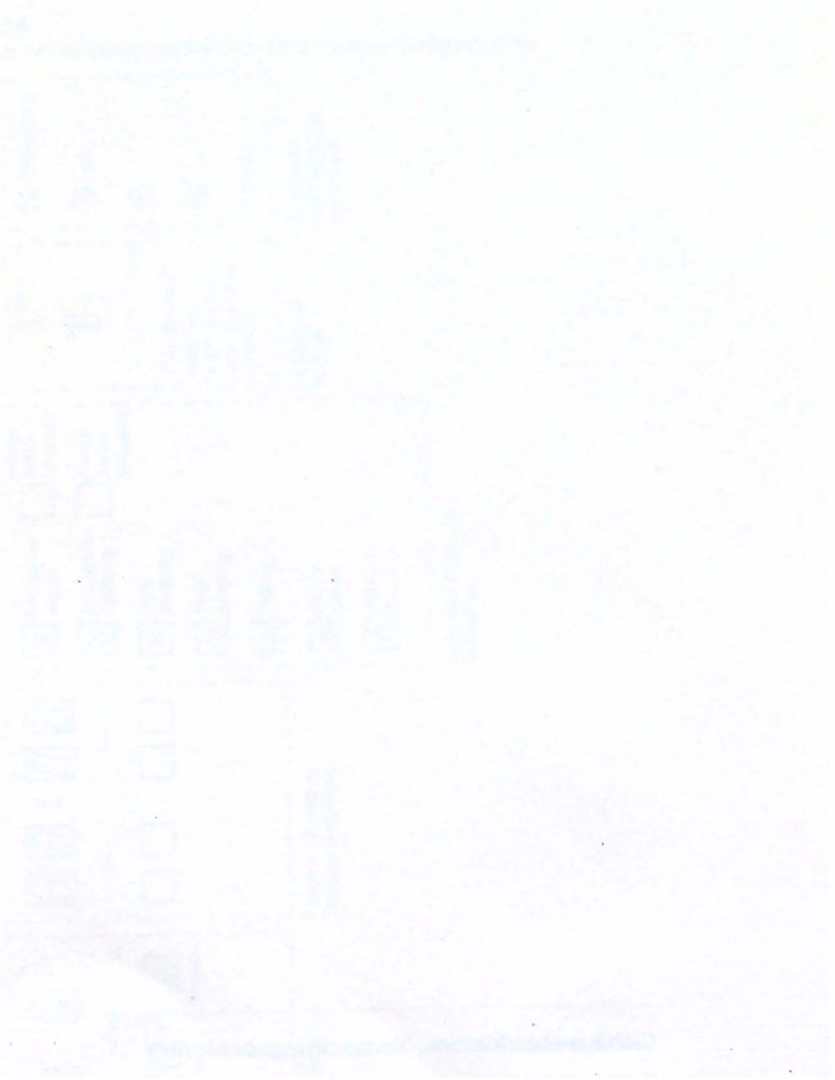


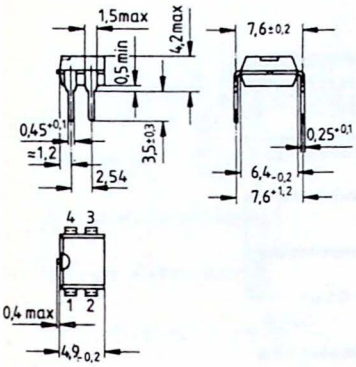
Bild 6
zeigt schematisch das Bedienfeld des Heizungsregelgerätes



Gehäusebauformen, Verpackungsschienen

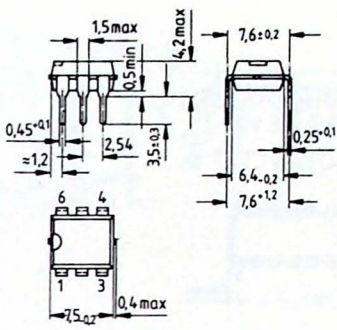


Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-4
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 4 DIN 41866



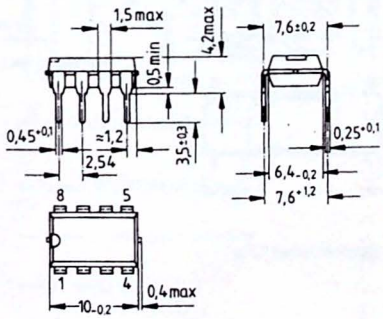
Gewicht etwa 0,5 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-6
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 6 DIN 41866



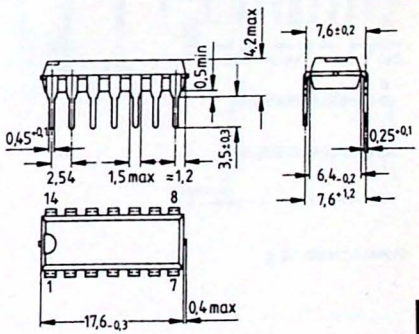
Gewicht etwa 0,7 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-8
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 8 DIN 41870 T9



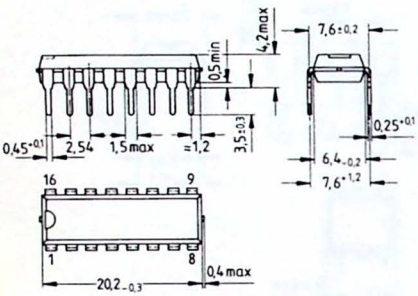
Gewicht etwa 0,7 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-14
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 14 DIN 41870 T9



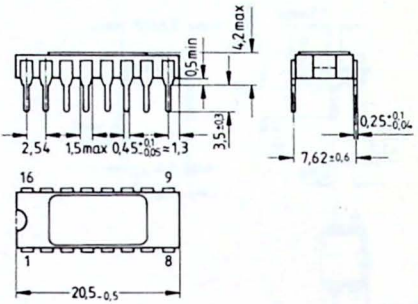
Gewicht etwa 1,1 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-16
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 16 DIN 41870 T9



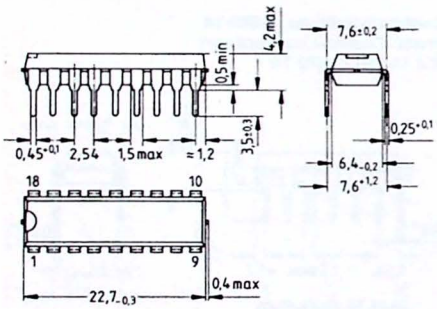
Gewicht etwa 1,2 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-16
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 A 16 DIN 41870 T9



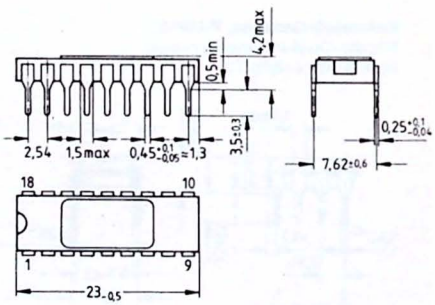
Gewicht etwa 1,4 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-18
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 18 DIN 41870 T9



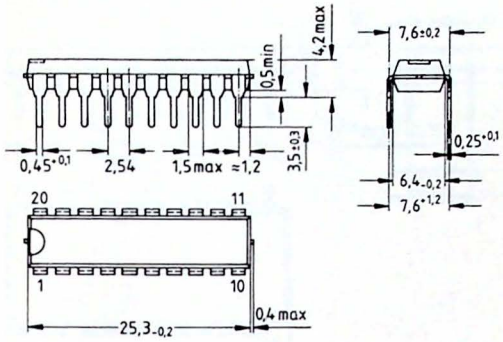
Gewicht etwa 1,3 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-18
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 A 18 DIN 41870 T9



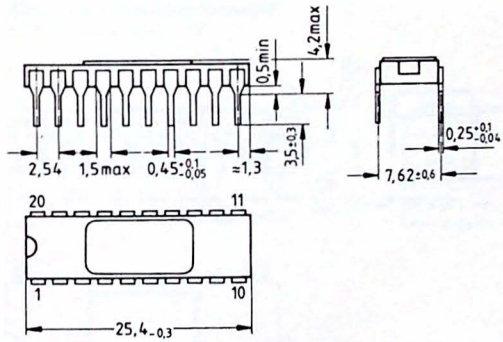
Gewicht etwa 1,7 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-20
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 20 DIN 41870 T9



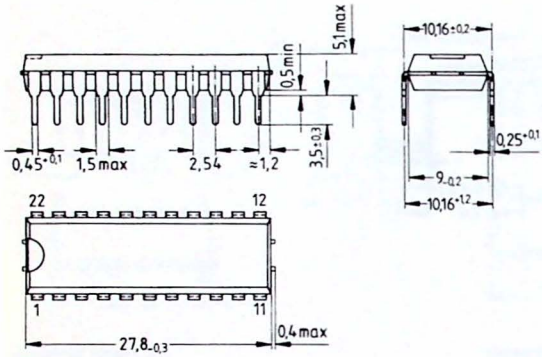
Gewicht etwa 1,5 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-20
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 A 20 DIN 41870 T9



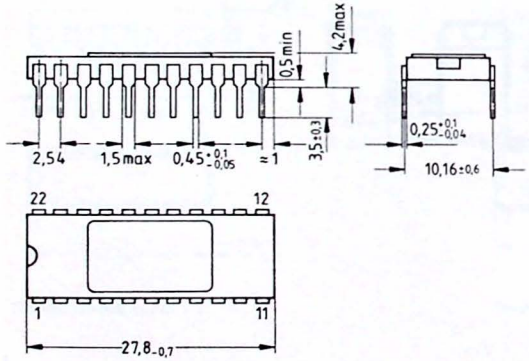
Gewicht etwa 1,7 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-22
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 D 22 DIN 41870 T11



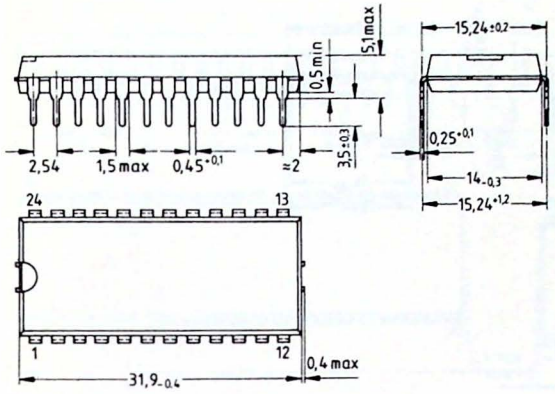
Gewicht etwa 2,1 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-22
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 D 22 DIN 41870 T11



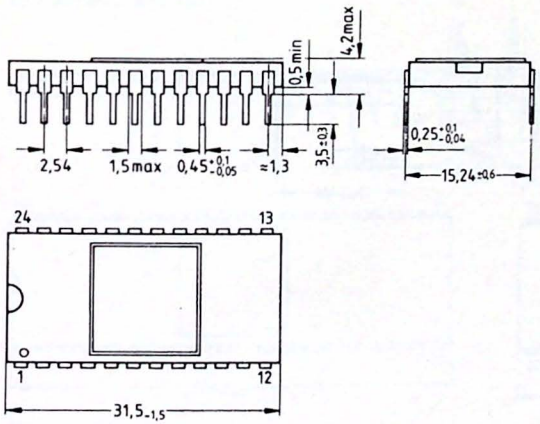
Gewicht etwa 2,5 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-24
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 B 24 DIN 41870 T10



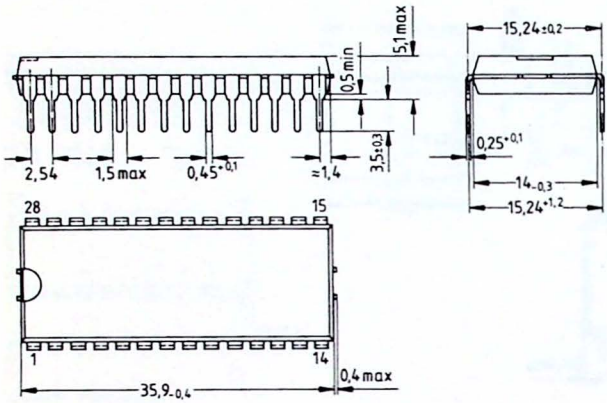
Gewicht etwa 2,5 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-24
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 B 24 DIN 41870 T10



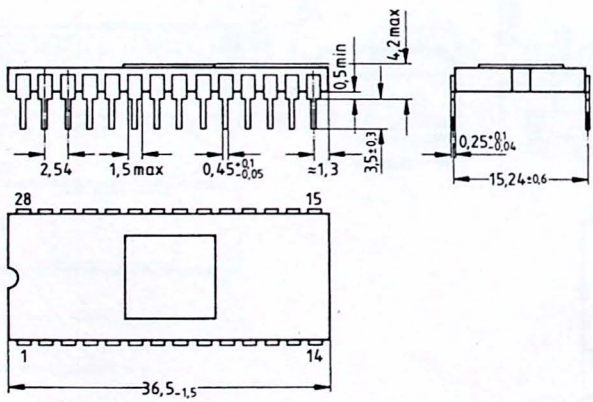
Gewicht etwa 3 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-28
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 B 28 DIN 41870 T10



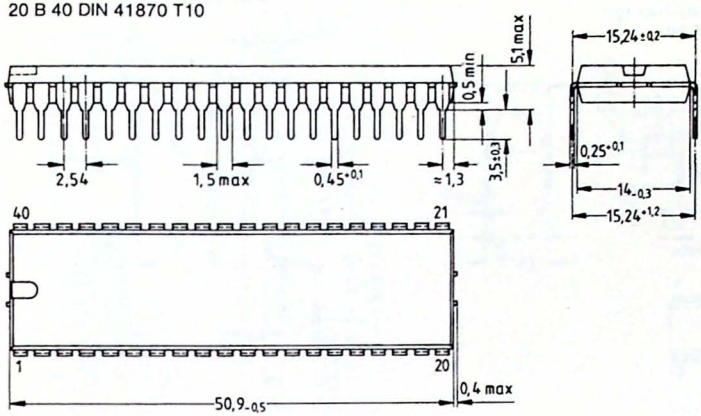
Gewicht etwa 3 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-28
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 B 28 DIN 41870 T10



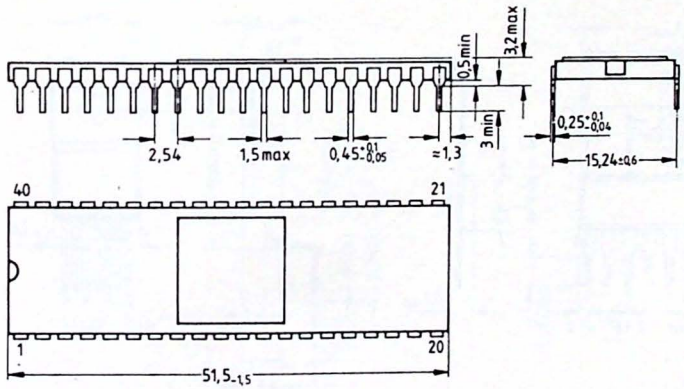
Gewicht etwa 3,5 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-40
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 B 40 DIN 41870 T10



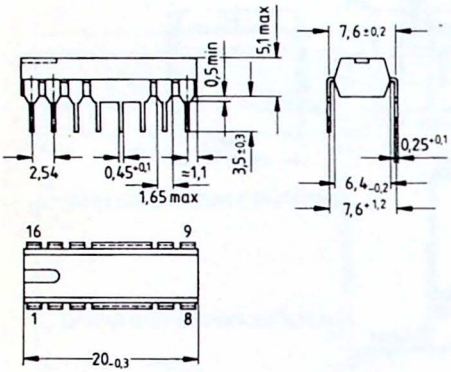
Gewicht etwa 5,9 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP-40
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)
20 B 40 DIN 41870 T10



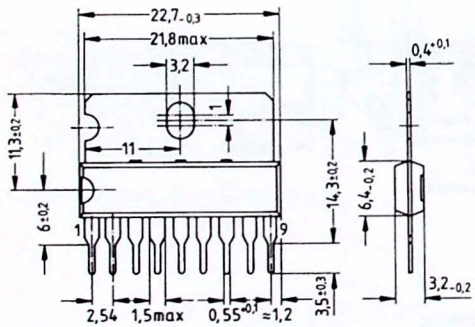
Gewicht etwa 6,8 g

Kunststoff-Gehäuse für Leistungsanwendungen,
P-DIP-16 L 10
(Plastic-Dual-In-Line-Package)
20 A 16 DIN 41870 T9



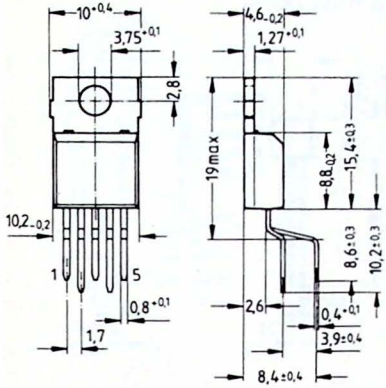
Gewicht etwa 1,1 g

Kunststoff-Gehäuse, P-SIP-9
(Plastic-Single-In-Line-Package)



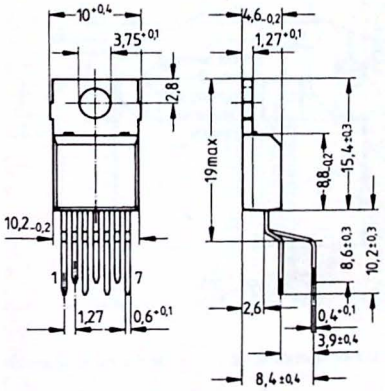
Gewicht etwa 1,9 g

Kunststoff-Leistungsgehäuse, P-T66-5-H
(ähnlich TO-220)



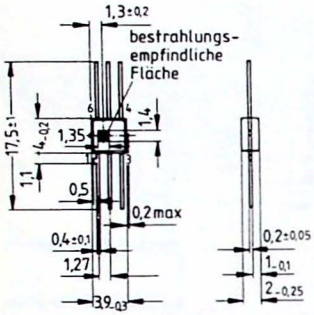
Gewicht etwa 2,1 g

Kunststoff-Leistungsgehäuse, P-T66-7-H
(ähnlich TO-220)



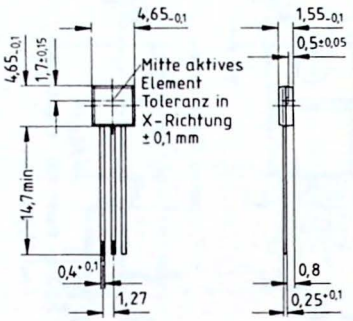
Gewicht etwa 2,1 g

Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6
(Plastic-Minipack)



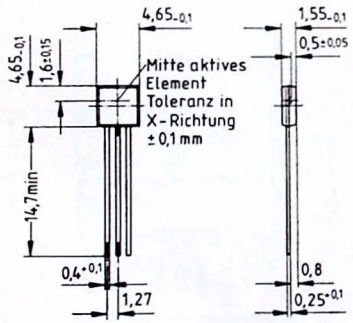
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3
(Plastic-Single-In-Line-Package,
Small Outlines)
(z. B. TLE 4901 F)



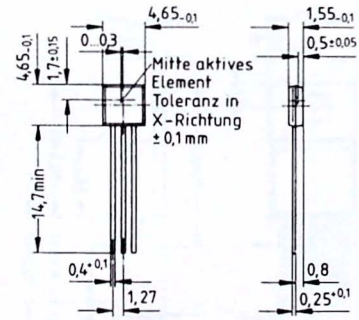
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3
(Plastic-Single-In-Line-Package,
Small-Outlines)
(z. B. TLE 4902 F)



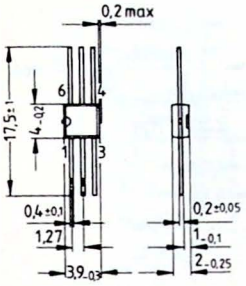
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3
(Plastic-Single-In-Line-Package,
Small-Outlines)
(z. B. TLE 4903 F)



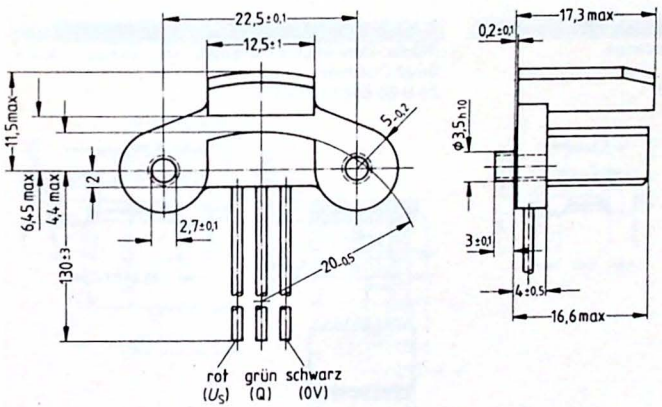
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6
(Plastic-Minipack)



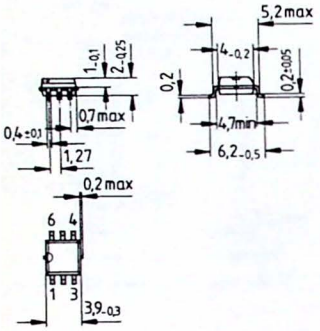
Gewicht etwa 0,1 g

Sondergehäuse



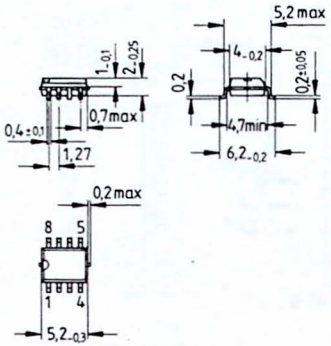
Gewicht etwa 8,5 g

Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6-G (SMD)
(ähnlich P-DSO-6)
(Plastic-Dual-in-Line-Package,
Small Outlines)
24 A 6 DIN 41870 T16



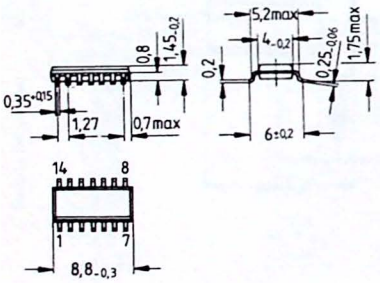
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-8-G (SMD)
(ähnlich P-DSO-8)
(Plastic-Dual-in-Line-Package,
Small Outlines)
24 A 8 DIN 41870 T16



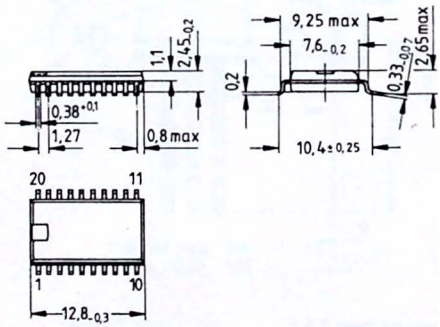
Gewicht etwa 0,15 g

Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-14 (SMD)
(Plastic-Dual-in-Line-Package,
Small Outlines)
24 A 14 DIN 41870 T16



Gewicht etwa 0,2 g

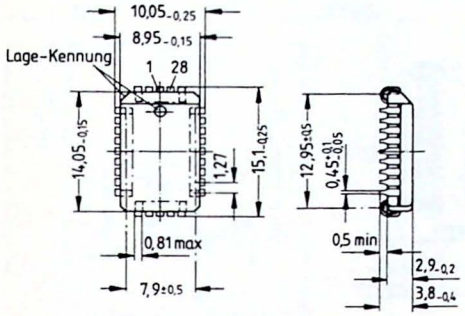
Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-20 (SMD)
(Plastic-Dual-in Line-Package,
Small Outlines)
24 B 20 DIN 41870 T17



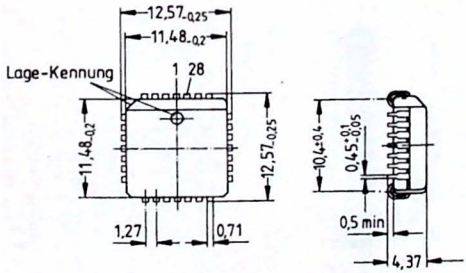
Gewicht etwa 0,6 g

SMD = Surface Mounted Device

Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-28-R (SMD)
(Plastic Leaded Chip-Carrier)

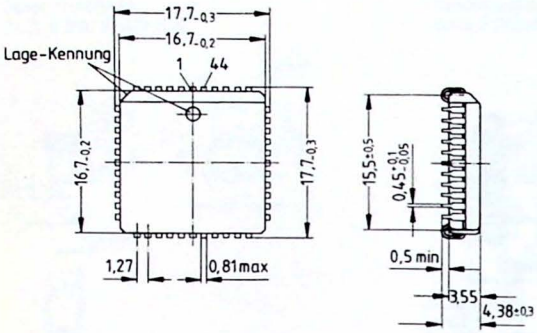


Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-28 (SMD)
(Plastic Leaded Chip-Carrier)

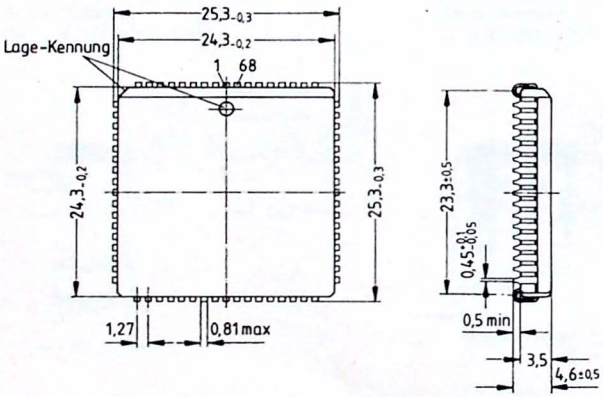


SMD = Surface Mounted Device (SMD)

Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-44 (SMD)
(Plastic Leaded Chip-Carrier)

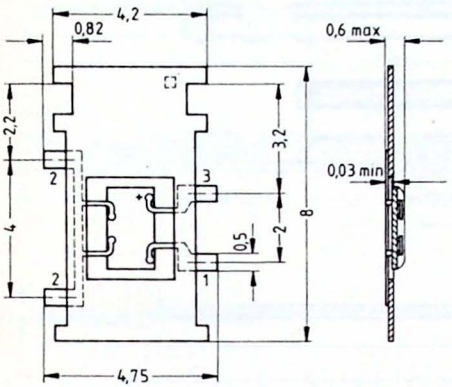


Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-68 (SMD)
(Plastic Leaded Chip-Carrier)

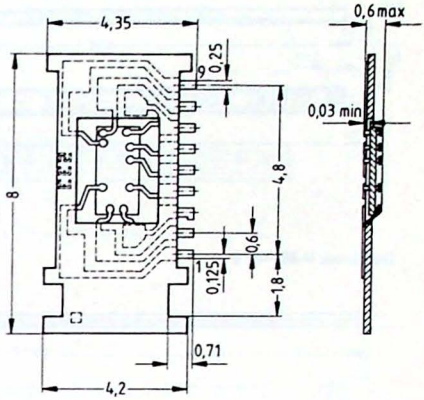


SMD = Surface Mounted Device

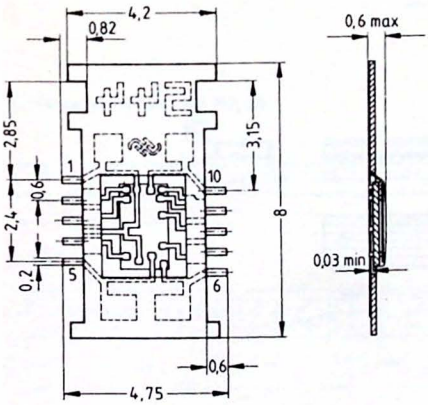
MIKROPACK 8S, 4 Anschlüsse, (SMD)
z. B. TLE 4901 K



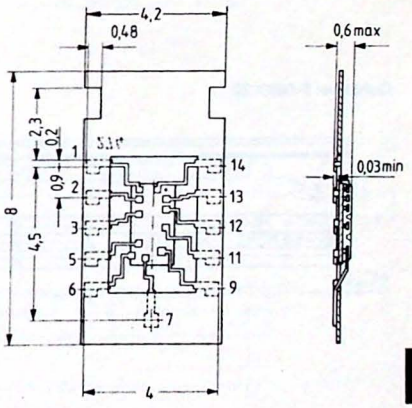
MIKROPACK 8S, 9 Anschlüsse, (SMD)
z. B. TLE 4910 K



MIKROPACK 8S, 10 Anschlüsse, (SMD)
z. B. TCA 305 K

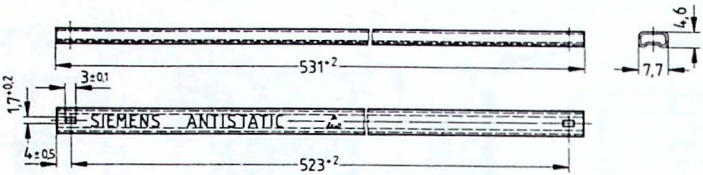


MIKROPACK 8S, 14 Anschlüsse, (SMD)
z. B. TCA 205 K

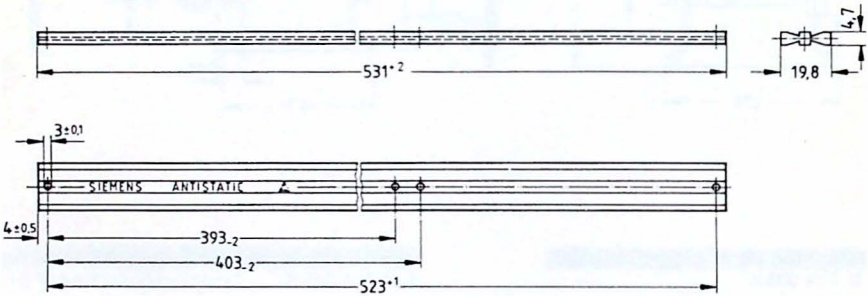


SMD = Surface Mounted Device

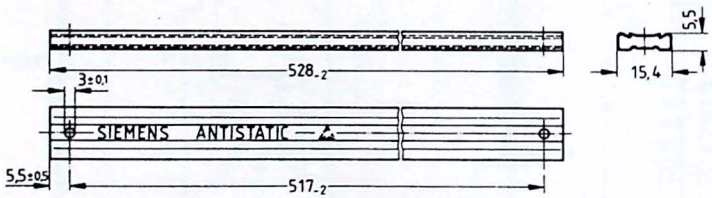
Gehäuse: P-DSO-6; 8; 14; P-MIP-6-G; 8-G



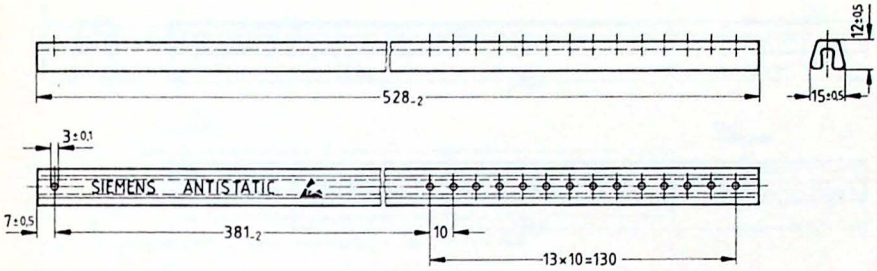
Gehäuse: P-MIP-6; 8



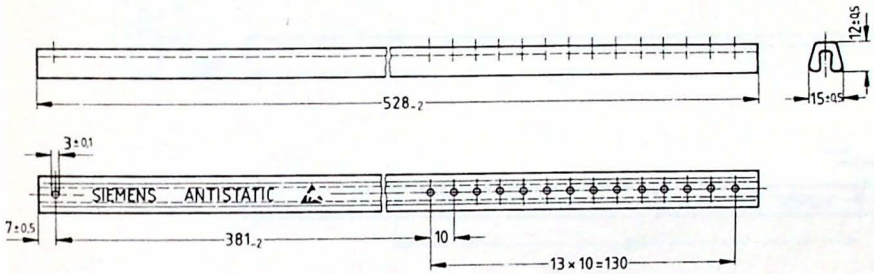
Gehäuse: P-DSO-20



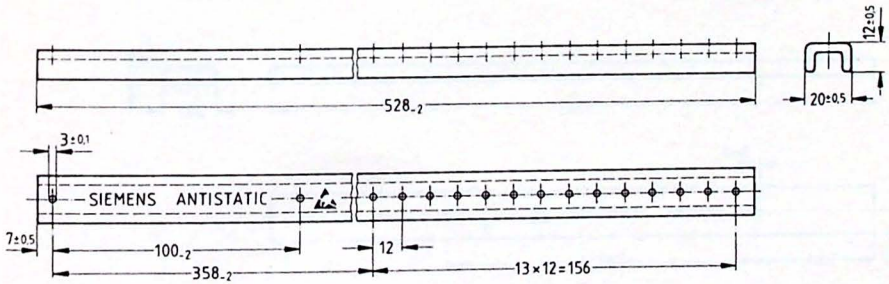
Gehäuse: P-DIP-4; 6; 8; 14; 16; 18; 20



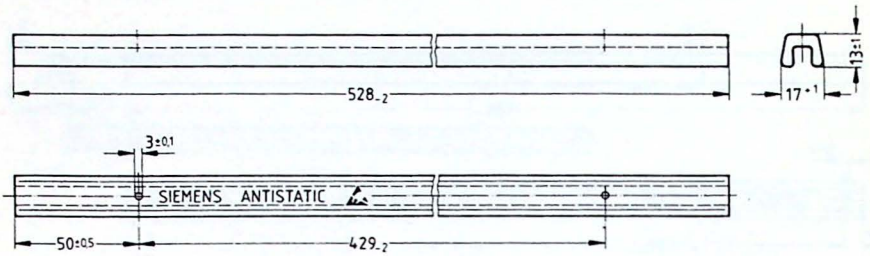
Gehäuse: C-DIP-14; 16; 18; 20



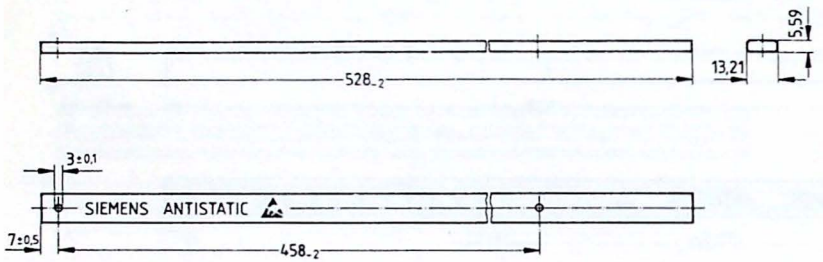
Gehäuse: C-DIP-24; 28; 40; 48



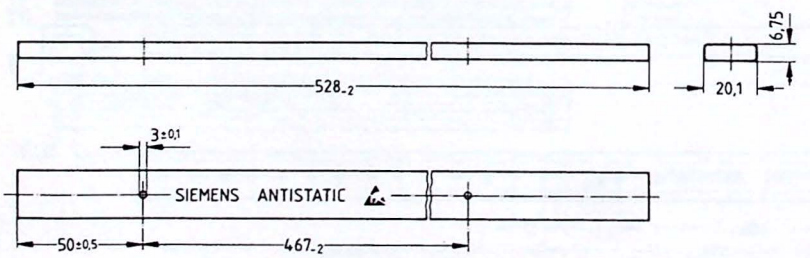
Gehäuse: P-DIP-22



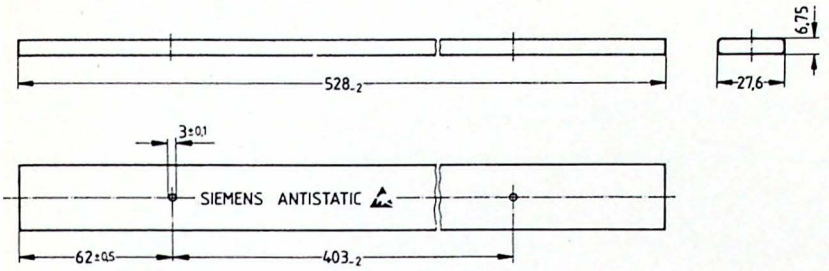
Gehäuse: PL-CC-28



Gehäuse: PL-CC-44



Gehäuse: PL-CC-68



Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

Siemens AG, Bereich Bauelemente
Balanstraße 73, Postfach 80 17 09, **D-8000 München 80**
☎ (089) 41 44-0 Tx 52 108-0 FAX (089) 41 44-26 89

Siemens in Ihrer Nähe

Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG
Salzufer 6–8
1000 Berlin 10
☎ (030) 3939-1, Tx 1810-278
FAX (030) 3939-2630
Ttx 308190 – sieznb

Siemens AG
Schweriner Straße 1
Postfach 7820
4800 Bielefeld 1
☎ (0521) 291-0, Tx 932805
FAX (0521) 291-375

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 1115
4000 Düsseldorf 1
☎ (0211) 399-0, Tx 8581301
FAX (0211) 399-2506

Siemens AG
Rödelheimer Landstraße 5–9
Postfach 111733
6000 Frankfurt 1
☎ (069) 797-0, Tx 414131-0
FAX (069) 797-2253

Siemens AG
Habsburgerstraße 132
Postfach 1380
7800 Freiburg 1
☎ (0761) 2712-0
Tx 772842
FAX (0761) 2712-234

Siemens AG
Lindenplatz 2
Postfach 105609
2000 Hamburg 1
☎ (040) 282-1, Tx 215584-0
FAX (040) 282-2210

Siemens AG
Am Maschpark 1
Postfach 5329
3000 Hannover 1
☎ (0511) 129-0, Tx 922333
FAX (0511) 129-2799

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 202109
8000 München
☎ (089) 9221-4380
Tx 529421-19
FAX (089) 9221-4390
Ttx 8985061

Siemens AG
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 4844
8500 Nürnberg 1
☎ (0911) 654-0, Tx 622251
FAX (0911) 654-4064

Siemens AG
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
7000 Stuttgart 1
☎ (0711) 2076-0, Tx 723941-0
FAX (0711) 2076-3706

Siemens AG
Nicolaus-Otto-Straße 4
Postfach 3606
7900 Ulm 1
☎ (0731) 499-0
Tx 712826
FAX (0731) 499-267

Siemens AG
Andreas-Grieser-Str. 30
Postfach 3280
8700 Würzburg 21
☎ (0931) 801-0
Tx 68844
FAX (0931) 801-348

Siemens in Europa

Belgien
Siemens S.A.
chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
☎ (02) 536-2111, Tx 21347

Dänemark
Siemens A/S
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 656565, Tx 35313

Finnland
Siemens Osakeyhtiö
PL 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (0) 1626-1, Tx 124465

Frankreich
Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (1) 49223100, Tx 620853

Griechenland
Siemens AE
Paradissou & Artemidos
P.O.B. 61011
GR-15110 Amaroussio
☎ (01) 6864 111

Großbritannien
Siemens Ltd.
Siemens House
Windmill Road
Sunbury-on-Thames
Middlesex TW 16 7HS
☎ (09327) 85691, Tx 8951091

Irland
Siemens Ltd.
Unit 8–11 Slaney Road
Dublin Industrial Estate
Finglas Road
Dublin 11
☎ (01) 302855, Tx 32547

Italien
Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, 29
Casella Postale 10388
I-20100 Milano
☎ (02) 67661, Tx 330261

Niederlande
Siemens Nederland N.V.
Postb. 16068
NL-2500 BB Den Haag
☎ (070) 782782, Tx 31373

Norwegen
Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-0518 Oslo 5
☎ (02) 633000, Tx 78477

Österreich
Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 7293-0, Tx 1372-0

Portugal
Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
P-1100 Lisboa-1
☎ (01) 538805, Tx 12563

Schweden
Siemens AB
Hälsingegatan 40
Box 23141
S-10435 Stockholm
☎ (08) 7281000, Tx 19880

Schweiz
Siemens-Albis AG
Freilagerstraße 28
Postfach
CH-8047 Zürich
☎ (01) 495-3111, Tx 823781

Spanien
Siemens S.A.
Orense, 2
Apartado 155
E-28080 Madrid
☎ (01) 4552500, Tx 27247

Türkei
ETMAŞ Elektrik Tesisati ve
Mühendislik A.Ş.
Meclisi Mebusan Caddesi 55/35
Findikli
P.K. 1001 Karakoey
Istanbul
☎ (01) 1510900, Tx 24233

d 3 9/88

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben

Operationsverstärker

Schwellenwertschalter, Komparatoren

Schaltnetzteile, Spannungsregler

Treiber und Interfaceschaltungen
Pegelumsetzer, Transistorarrays

Thyristor- und Triacansteuerungen

A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer,
schnelle Datenakquisition

Zeitgeberschaltungen

Tongeberschaltungen

ICs für professionelle Funkgeräte

Leistungs-OP, -Brücken, -Schalter,
Motoransteuerungen

ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs,
Näherungsschalter, Lichtsensoren

Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM

Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

Infrarot Vorverstärker

Sonstige ICs

Gehäusebauformen, Verpackungsschienen

Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

Siemens Aktiengesellschaft

Bestell-Nr. B1-B3914
Printed in Germany
DB 118825.